re

radioelektronik

7-8 '81

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802



Radioelektronik

LIPIEC–SIERPIEŃ 1981 ● ROCZNIK XXXII (31–32)

7/8 '81

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 145

ELEKTROAKUSTYKA

Dyskoteki – Aleksander Witort. 147
Generatory organów elektronicznych – Zbigniew Stanisław Woźniak 152
Przesuwnik fazowy do elektronicznych instrumentów muzycznych – Grzegorz Wodzinowski . 162
Proste wzmacniacze mikrofonowe 166

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE

Międzynarodowy standard transmisji danych w programowanych systemach pomiarowo-kontrolnych – Andrzej Sadzikowski 155
Cyfrowy multimetr przenośny – cz. I – Bogusław Kalinowski. 167

ELEKTRONIKA DOMOWA

Elektroniczna ruletka – Wojciech Grzesiak, Marek Kamionka 158
Elektroniczny termometr z liniową skalą 171

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Tunery TSH-104, TSH-105 i TSH-113 159

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Włącznik tyrystorowy lutownicy transformatorowej – Zygmunt Olczyk. 172
Słuchawki SN 50 z regulacją głośności – Włodzimierz Skierski. 175

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 173

RÓŻNE

Sprzęt Hi-Fi na XXIII Festiwalu Dźwięku w Paryżu – Jerzy Serafin 176

ogłoszenia

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiam (roczna gwarancja). Mgr inż. Adam Skubis, ul. Jagiełły 29, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). EO/1397/K/80

Próbnik tranzystorów szczególnie przydatny w serwisie radiotelewizyjnym. Umożliwia szybkie sprawdzenie tranzystorów i diod bez konieczności wymontowania z układu. Cena 680 zł. Wysyła Pracownia Urządzeń Elektronicznych, ul. Poznańska 12, 63-900 Rawicz. EO/381/K/81

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/340/K/81

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł, wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź. EO/39/K/81

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skrytka pocztowa 344. EO/522/K/81

Zakład Elektromechaniczny wykonuje na zamówienia: oscyloskop amatorski, cena 7800 zł; „Auto Tester" z oscyloskopem, cena 35000 zł; stetoskop – defektoskop elektroniczny do nasłuchiwania pracy silników samochodowych, cena 1600 zł. Andrzej Tajstra, ul. Piotrowicka 88/2, 40-724 Katowice. EO/564/81

Sprzedam filtry elektromechaniczne EMF 500 3N i EMF 500 0,6S z pilotami oraz kwarce 8, 10, 13,5, 15, 22, 22,5 MHz. Zbigniew Kołak, ul. Dzierżyńskiego 1 „C" m 28, 05-300 Mińsk Maz. EO/535/K/81

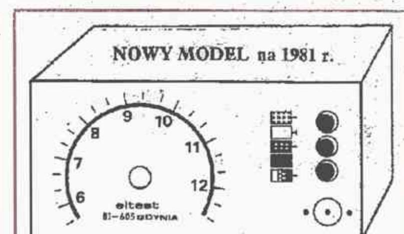
Kupię transceiver lub radiostację (RX + TX) o mocy 20 W ... 50 W oraz przekładnię planetarną do transceivera. Leszek Gwiazdowski, zam. Kalinowo 35/5, 19-314 Kalinowo EO/567/K/81

Kupię GML-025. Tel. 27 62 51 w. 371, w godz. 13.30–15.30, Andrzej Ołdak. EO/563/K/81

Płytki drukowane, uniwersalne (do układów DIL14, 16,24 itp.) wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Elektroniczny. 98-220 Zduńska Wola, skrytka pocztowa 2. Cena 95 zł/dcm² (przewiercone – około 1000 otworów ø 1/dcm² raster calowy). Napisz po karty katalogowe. EO/548/K/81

Kupię pilnie kondensatory dostrojcze (trymer) o wartości 100 pF – 10 szt; przysyłać za zaliczeniem pocztowym na adres: Paweł Szczęsnowicz, ul. Poznańska 3/46, 53-631 Wrocław. EO/534/K/81

NOWY MODEL na 1981 r.



GENERATOR TV OBRAZÓW
cena 4600 zł
biała krata – kropki – gradacja – biel – tło

Dostarczany także w zestawach do montażu.
Ceny zestawów 1200 zł i 1900 zł.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re"

GENERATORY
DO LOKALIZACJI USZKODZEŃ:
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 400 zł
FONO-LUX radiowy – cena 370 zł
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST ul. Słoneczna 64, 81-605 Gdynia



ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto: NBP XV O.W-wa nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT–SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 3380/CD. Nakład 80 000 egz. L-108. Ark. druk. 4,5. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 16. Numer zamknięto 1.VII.1981 r.

Międzynarodowy Dzień Telekomunikacj obchodzony był w Polsce pod hasłem „Telekomunikacja i zdrowie". Z tej okazji Stowarzyszenie Elektryków Polskich zorganizowało 18 maja br. konferencję naukowo-techniczną, na której wygłoszono interesujące referaty. Po odczytaniu orędzia UIT (Międzynarodowa Unia Telekomunikacyjna) minister łączności dr Z. Rudnicki wygłosił referat nt. aktualnej sytuacji polskiej telekomunikacji ze szczególnym uwzględnieniem jej wpływu na zdrowie ludności. Dodatkowe referaty pt. „Radiokomunikacja w służbie zdrowia" oraz „Telekomunikacja dla potrzeb ratownictwa drogowego" zobrazowały zastosowania tych dziedzin łączności na świecie oraz przedstawiły prace krajowe dla ich wprowadzenia w służbie zdrowia.

MOTOROLA, znany producent elementów półprzewodnikowych, zorganizował 20.05.81 r. z pomocą Branżowego Ośrodka Informacji (BOINTE) Przemysłowego Instytutu Elektroniki, sympozjum na temat najnowszych rozwiązań układów scalonych i elementów półprzewodnikowych tej firmy. W referatach przedstawiono tendencje rozwojowe i nowe konstrukcje tranzystorów mocy, w tym i najnowszych TMOS, szczególnie stosowanych w zasilaczach impulsowych, scalone układy liniowe, a w tym regulatory obrotów silników dla sprzętu gospodarstwa domowego, układy dla telefonii (utajnianie rozmów) oraz układy cyfrowe MOS. Z informacji firmy wynika, że na terenie Europy głównym producentem są zakłady w Tuluzie (Francja) – wartość produkcji za 1979 r. – 170 mln dol. Oprócz tego są jeszcze dwa zakłady: w RFN i w Szkocji.

Na ogół nie zdajemy sobie sprawy, **ile sztucznych satelitów okrąża naszą Ziemię** oraz ile nowych satelitów wprowadza się na orbitę rok rocznie. Za czasopismem „Orbit" nr 1–2/81 podajemy następujące dane za okres od lipca do października 1980 r. Związek Radziecki wprowadził na orbity 200...1500 km 20 satelitów typu COSMOS (1199–1218), satelity telekomunikacyjne EKRAN, MOŁNIA i RADUGA, satelitę METEOR 36, dwa statki kosmiczne SOJUZ z załogami oraz PROGRES. W tym samym czasie USA wprowadziły dwa satelity geostacjonarne GOES 4 i FLEESATCOM 4, zaś Indie – satelitę eksperymentalnego ROHINI 2 (900–300 km).

International Rectifier produkuje tranzystory p-MOSFET o mocy 75 W. Konstrukcja w technologii LSI składa się z cel o gęstości 750 cel/mm^2. Typ TO-204AA może pracować przy obciążeniu prądem 7 A i napięciu 100 V. Czas wzrostu i opadania wynosi około 70 ns.

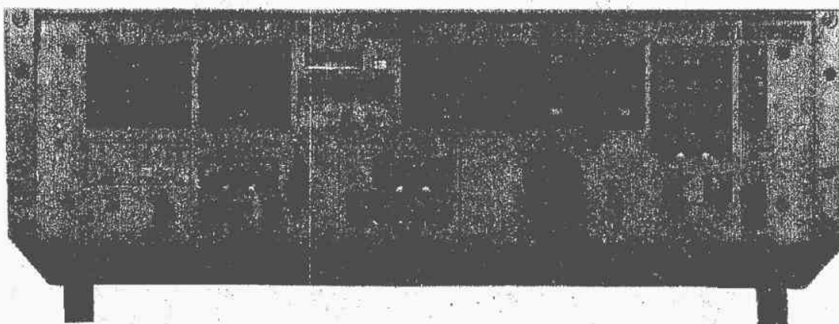
Firma Siemens opracowała wyświetlacze z ciekłymi kryształami, zabarwione na niebiesko przez dodanie molekuł odpowiednich barwników orientujących się wg kierunku molekuł kryształów. Absorbują one selektywnie padające światło dając efekt barwny. Typ GAN4137 o wysokości 18 mm ma zastosowanie szczególnie do przyrządów pomiarowych.

Nowe urządzenia pomiarowe do kontroli emisji w pasmie UHF oraz sprawdzania przemienników telewizyjnych opracowano w firmie Rohde-Schwarz. A oto one.

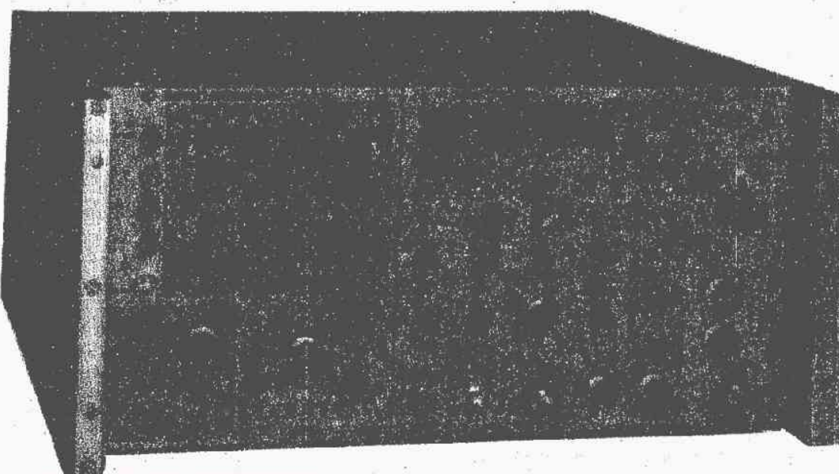
ESM500 – odbiornik pomiarowy (fot. niżej) do kontroli emisji radiotelefonicznych stacji ruchomych pracujących w pasmie 20 do 500 (1000) MHz. Wszystkie funkcje odbiornika są sterowane za pomocą mikroprocesora, przy czym zaprogramowanie odbiornika, jak np. częstotliwość sygnału odbieranego (pamięć dla 99 różnych częstotliwości), rodzaj modulacji itp. pozostaje trwałe nawet w razie wyłączenia napięcia zasilania. Strojenie odbiornika odbywa się za pomocą przycisków lub w sposób quasi-ciągły z syntezera ze skokiem co 10 Hz. Odczyt odbieranej częstotliwości – na cyfrowym liczniku. Odbiornik ma trzy demodulatory: wąskopasmowy, szerokopasmowy z przełączalnymi filtrami oraz trzeci dla różnych rodzajów emisji dwu i jednowstęgowych. Wbudowany jest również system panoramiczny umożliwiający obserwację na ekranie oscyloskopu widma częstotliwości w pasmie 200 kHz z rozdzielczością 4,5 kHz.

MUF 2 – uniwersalny zestaw (fot. niżej) umożliwiający pomiar elektrycznych parametrów oraz serwis przemienników telewizyjnych pracujących w pasmach do 1000 MHz. Zawiera on: oscyloskop, wobler, generator TV, analizator (selektywny odbiornik) oraz demodulator. Umożliwia pomiar dopasowania do anteny, automatyczną regulację, stałość częstotliwości, charakterystyki grupowego czasu przejścia, mocy, liniowości, modulacji skrośnej itp. Sterowanie wszystkich funkcji odbywa się za pomocą mikroprocesora.

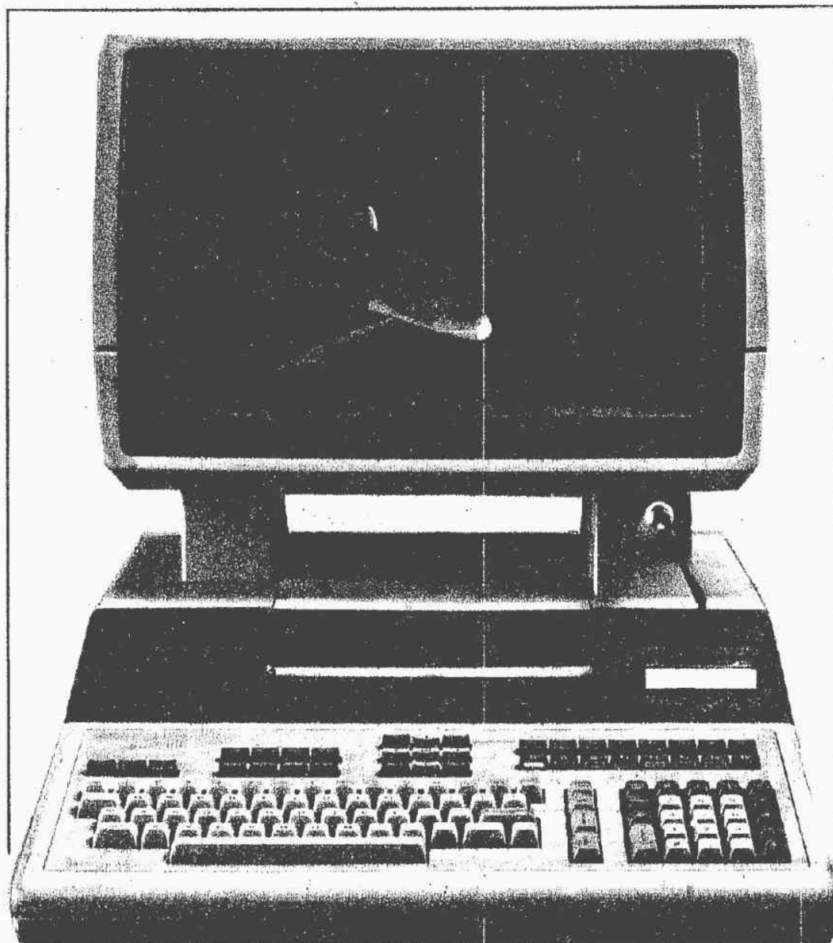
Największy ośrodek krótkofalowy w Afryce uruchomiono w lutym br. w Republice Gabon. Zawiera on 4 nadajniki po 500 kW oraz 20 anten kierunkowych skierowanych m. in. na Libię, Europę, Środkowy Wschód i Amerykę Łacińską, przy czym obiekt będzie również wykorzystywany 6 godzin dziennie przez Radio France Int. Obiekt zaprojektowała i zbudowała francuska firma Thomson CSF.



Generator słoneczny o mocy 3,5 kW demonstrowała f-ma AEG-Telefunken na Targach w Hanowerze. Ogniwa słoneczne o łącznej powierzchni około 40 km^2, zmontowane na 155 modułach z 20 ogniwami po 100 cm^2 każdy, są umocowane na dwu ruchomych skrzydłach, które automatycznie ustawiają się prostopadle do kierunku promieni słonecznych. Płaszczyzny te mogą obracać się o 180° w stosunku do osi poziomej i o 220° w stosunku do osi pionowej. Energię do sterowania pobiera się z dwóch modułów ogniw słonecznych. Generator zasilał dla celów demonstracyjnych 3 pompy wodne.



■Komputer stołowy (desktop computer) system 45C produkcji firmy Hewlett Packard (fot. niżej) zawiera kolorowy monitor ekranowy, na którym w różnych kolorach uzyskuje się wykresy lub wartości momentów i sił przy obliczaniu konstrukcji, obliczeniu obwodów elektrycznych, analizy termiczne projektowanych obiektów itp. Odpowiednie programy są wpisywane na taśmie magnetycznej (w kasecie). Komputer ten może współpracować z innymi peryferyjnymi urządzeniami, jak: drukarki, pisaki X–Y, pamięci dyskowe i taśmowe. Dodatkowo komputer jest wyposażony w pisak świetlny.



■Satelita OSCAR 1 (Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio) – pierwszy sztuczny satelita skonstruowany przez radioamatorów z San Francisco za 65 dolarów, został wprowadzony na orbitę 12 grudnia 1961 r. Nadawał on sygnał Hi-Fi na częstotliwości 145 MHz tak długo, aż zasilająca nadajnik bateria wyczerpała się. W okresie do 1970 r. wprowadzono do eksploatacji satelitę komunikacyjnego OSCAR 3 z wielokrotnym dostępem, a także nawiązano pierwszy bezpośrednif kontakt między amatorami USA i ZSRR za pomocą OSCAR'a 4. Skonstruowano również w Uniwersytecie Melbourne AUSTRALIS–OSCAR 5 – pierwszy sterowany z Ziemi satelita amatorski. W 1969 r. powołano organizację Radio Amateur Satellite Corporation (AMSAT), która w latach 70 wprowadziła satelity AMSAT–OSCAR 6–8 na niskiej orbicie biegunowej dla doświadczeń propagacyjnych w pasmach VHF i UHF, a także zaprojektowała na lata 80 wprowadzenie satelitów dla pokrycia całego globu, tak aby umożliwić 90% radioamatorom na świecie kilkugodzinną łączność. Pierwszy satelita z tej serii został zniszczony 23.5.1980 r. wskutek eksplozji rakiety ARIANE. Następny ma być wprowadzony na orbitę w r. 1980. W fazie dalszej mają być wprowadzone na orbitę geosynchroniczną satelity SYNCART, tak aby umożliwić całodobową łączność, przy czym częstotliwości sygnałów Ziemia–satelita wynosić mają około 1269 MHz, zaś satelita–Ziemia 436 MHz.

■Firma Gould produkuje oscyloskopy dwukanałowe OS 4000 z pamięcią cyfrową odpowiadającą rozdzielczości 256 punktów na osi pionowej i 1024 na osi poziomej. Przy częstotliwości wybierania 2 MHz uzyskuje się maksymalną częstotliwość sygnału zapisanego około 500 kHz.

■Electronic Assembly GmbH produkuje baterię typu SSC-8-85 złożoną z ośmiu ogniw słonecznych, dającą napięcie 3 V. Ogniwa umieszczone na płytce o wymiarach 53×26×6 mm^3 zależnie od oświetlenia dostarczają prądu do 43 mA. Poszczególne ogniwa są chronione przez soczewki z plastyku.

■Poczta norweska podpisała kontrakt z firmą Philips o wartości około 130 mln koron na wyposażenie 1800 miejsc pracy w 450 urzędach pocztowych w pulpity i terminale ekranowe z drukarkami oraz kalkulatorami w celu usprawnienia pracy poczty. Cała sieć komputerowa oraz instalacje w urzędach pocztowych mają być uruchomione w 1984 r.

■Izraelska firma Tadiran produkuje baterie na bazie litu z elektrolitem nieorganicznym (thionyl chloride) o bardzo długiej żywotności powyżej 10 lat. Gęstość zmagazynowanej energii wynosi 800 mWh/cm^3 i 430 Wh/kg. Napięcie rozładowania jest praktycznie stałe, ogniwa są bezpieczne w użyciu, nie wydzielają gazu, nie eksplodują, a zakres temperatury pracy wynosi od –55 do +75°C.

■Ostatnio produkowana przez firmę Motorola **pamięć RAM MCM6664**, o nominalnej pojemności 64 K (65536 bit), złożona z elementów HMOS-kanał *n* zasilana jest napięciem 5 V i działa z szybkością 150 ns. Maksymalna moc tracona wynosi 275 mW, obudowa 16-nóżkowa DIL. Wszystkie wejścia i wyjścia, w tym również zegarowe, są kompatybilne do układów TTL.

■W znanej firmie Beckman opracowano interesujący model kieszonkowego multimetru cyfrowego TECH 330 (fot. niżej). Wymiary 17×9 ×4,5 cm; wbudowana bateria wystarcza na 2000 godz ciągłej pracy, maksymalny błąd na zakresach prądu stałego wynosi 0,1%, na zakresach prądu zmiennego: do 20 kHz 0,75%, przy pomiarze oporów 1%. Zakresy pomiarowe: **DC** – 200 mV do 1500 V przy oporze wejściowym 22 MΩ, prądy od 200 μA do 10 A, **AC** – od 200 mV do 1000 V przy impedancji 2,2 MΩ i 75 pF, prądy od 200 μA do 10 A, oporniki od 200 Ω do 20 MΩ. Dodatkowo możliwy jest pomiar diod i poszczególnych złącz tranzystorów przez pomiar spadku napięcia na złączu. Dostarczane są również sondy na 50 kV, sonda w. cz. do 200 MHz oraz transformator prądowy (szczękowy) do 200 A. Należy zwrócić uwagę, że przy prądach zmiennych przyrząd podaje wartości skuteczne niezależnie od przebiegu (krzywa prostokątna, trójkątna, sinusoidalna, wyprostowana jednopołówkowa).



Dyskoteki

doc mgr inż.
ALEKSANDER WITORT

Nie ma wątpliwości co do tego, że rozwój dyskotek w naszym kraju dopiero się zaczyna. Zapotrzebowanie społeczne, szczególnie wśród młodzieży, na ten typ rozrywki jest bardzo duże. Jednakże projektowanie dyskotek przedstawia poważne trudności, wobec wielu czynników, które powinny być wzięte pod uwagę. Wielkość i konfiguracja pomieszczeń, założenia programowe, możliwość adaptacji akustycznej i wyposażenia pomieszczeń, stojące do dyspozycji środki finansowe, oto czynniki wpływające głównie na projekt techniczny całości, a w tym i na projekt instalacji elektroakustycznej. Artykuł niniejszy nie pretenduje do roli przewodnika w tej złożonej problematyce. Jego celem jest przedstawienie niektórych wybranych zagadnień w oparciu o zalecane zagranicą rozwiązania.

SYSTEM NAGŁOŚNIANIA

Na rysunku 1 przedstawiono cztery warianty systemu nagłośniania sali taneczno-odsłuchowej przy mocy od 2×100 W do 2×2000 W. W najprostszym przypadku zastosowano dwa szerokopasmowe zespoły głośnikowe (rys. 1a). W rozwiązaniu następnym (rys. 1b) zastosowano cztery zespoły szerokopasmowe oraz zestaw niskotonowy, ustawiony nisko w centralnym miejscu sali.

Należy podkreślić, że tylko niskotonowe zespoły głośnikowe mogą być umieszczane nisko, na wysokości nóg i tułowia tańczących. Głośniki odtwarzające tony średnie i wysokie powinny być umieszczone dostatecznie wysoko, nad poziomem głów osób tańczących, skierowane poziomo lub lekko w kierunku sufitu, tak aby uzyskane zostało równomierne ngłośnienie całej powierzchni tanecznej. Nie należy kierować osi promieniowania głośników w dół na tańczących, bowiem wskutek różnic w charakterystykach promieniowania głośników spowoduje to nierównomierności charakterystyki częstotliwościowej zależne od miejsca zajmowanego w sali podczas tańca. Zasada ta obowiązuje przy wszystkich rozwiązaniach przedstawionych na rys. 1 z tym, że przy wielogłośnikowym systemie czterokanałowym, główne osie promieniowania głośników powinny być skierowane tak, aby uzyskać możliwie najrównomierniejsze nagłośnienie. Zależy to w znacznym stopniu od charakterystyk kierunkowości promieniowania zastosowanych głośników.

Tylko w przypadku najprostszym (rys. 1a) mamy do czynienia z systemem stereofonicznym jednokanałowym, tj. z zasilaniem zespołów głośnikowych z jednego wzmacniacza 2 × 100 W, przy czym układ aparatury umożliwia wykorzystanie zespołów głośnikowych jako „lewy" i „prawy", bądź w układzie monofonicznym.

W drugim przypadku (rys. 1b) zastosowano już trzy wzmacniacze mocy w układzie stereofonicznym dwukanałowym, jak to przedstawia schemat strukturalny na rys. 4a. Zespół niskotonowy jest zasilany z jednego wzmacniacza 2 × 200 W. Zespoły szerokopasmowe są zasilane z dwóch wzmacniaczy 2 × 100 W, co umożliwia ustalenie zróżnicowanej mocy między zespołami umieszczonymi w przedniej i tylnej części sali. Wzmacniacze mocy zespołu niskotonowego i pozostałe są sterowane za pomocą rodzielającego, regulowanego filtru.

Przypadek przedstawiony na rys. 1c jest zrealizowany w systemie stereofonicznym trzykanałowym. Do zasilania głośników użyto wzmacniacza 2 × 200 W (zespół niskotonowy), dwóch wzmacniaczy 2 × 100 W (zasilanie głośników średniotonowych) i wzmacniacza 2 × 100 W (zasilanie dwóch wysokotonowych głośników tubowych). Odpowieni aktywny filtr umożliwia rozdzielenie zakresów odtwarzanych częstotliwości i regulację poziomu każdego z kanałów.

Schemat strukturalny instalacji jest przedstawiony na rys. 4b.

System przedstawiony na rys. 1d jest najbardziej złożony. Każdy z kanałów stereofonicznych („lewy" i „prawy") jest podzielony na cztery kanały według zakresów częstotliwości. Dla umożliwienia precyzyjnego wyregulowania poziomów natężenia dźwięku zastosowano do zasilania głośników aż 10 wzmacniaczy 2 × 200 W.

Wielokanałowe, wielogłośnikowe systemy nagłośniania umożliwiają uzyskanie najlepszych rezultatów, lecz są trudne w początkowym zestrojeniu. Dlatego zaleca się chronić system przed rozregulowaniem przez zabezpieczenie aparatury przed dostępem osób niepowołanych (umieszczenie aparatury w zamykanych szafach lub oddzielnym pomieszczeniu).

System nagłośniania i właściwy dobór głośników ma decydujący wpływ na efekt ostateczny, tj. na jakość dźwięku i równomierność pokrycia nim miejsc przeznaczonych do tańca i odsłuchu.

Od współczesnej instalacji elektroakustycznej w dyskotece wymaga się naturalnego odtwarzania basów od 40...50 Hz poczynając, nieskazitelnie czystego odtwarzania tonów średnich i dobrego odtwarzania tonów wysokich (z dostateczną mocą) co najmniej do 12...15 kHz. Wymagane jest jednocześ nie duże natężenie dźwięku sięgające 105...110 dB.

Należy pamiętać, że dwukrotne zwiększenie głośności dźwięku wymaga zwiększenia poziomu natężenia dźwięku o 10 dB, a jest to możliwe przy dziesięciokrotnym zwiększeniu mocy.

Dla uniknięcia nieporozumień warto wyjaśnić zagadnienie „stereofoniczności" instalacji dyskotekowych.

Na parkiecie tanecznym nie ma warunków do odsłuchu stereofonicznego. Jednak przeważająca liczba projektowanych i wykonywanych instalacji dyskotekowych ma dwa oddzielne tory elektryczne: „lewy" i „prawy". Wynika to z tego, że współczesne płyty muzyki rozrywkowej i tanecznej dają lepszy efekt przy „odtwarzaniu stereofonicznym". Można z tego rezygnować jedynie w odniesieniu do przetwarzania częstotliwości najmniejszych (40...300 Hz), czyli basów, tworząc jeden wspólny zestaw z niskotonowych zespołów głośnikowych, bądź nawet wyodrębniając jeden wspólny tor elektryczny zasilający zestaw niskotonowy. W pulpicie manipulacyjnym każdej aparatury przeznaczonej do zastosowania w dyskotece znajduje się przełącznik umożliwiający połączenie z sobą „prawego" i „lewego" toru, co jest równoznaczne z przekształceniem systemu w czysto monofoniczny.

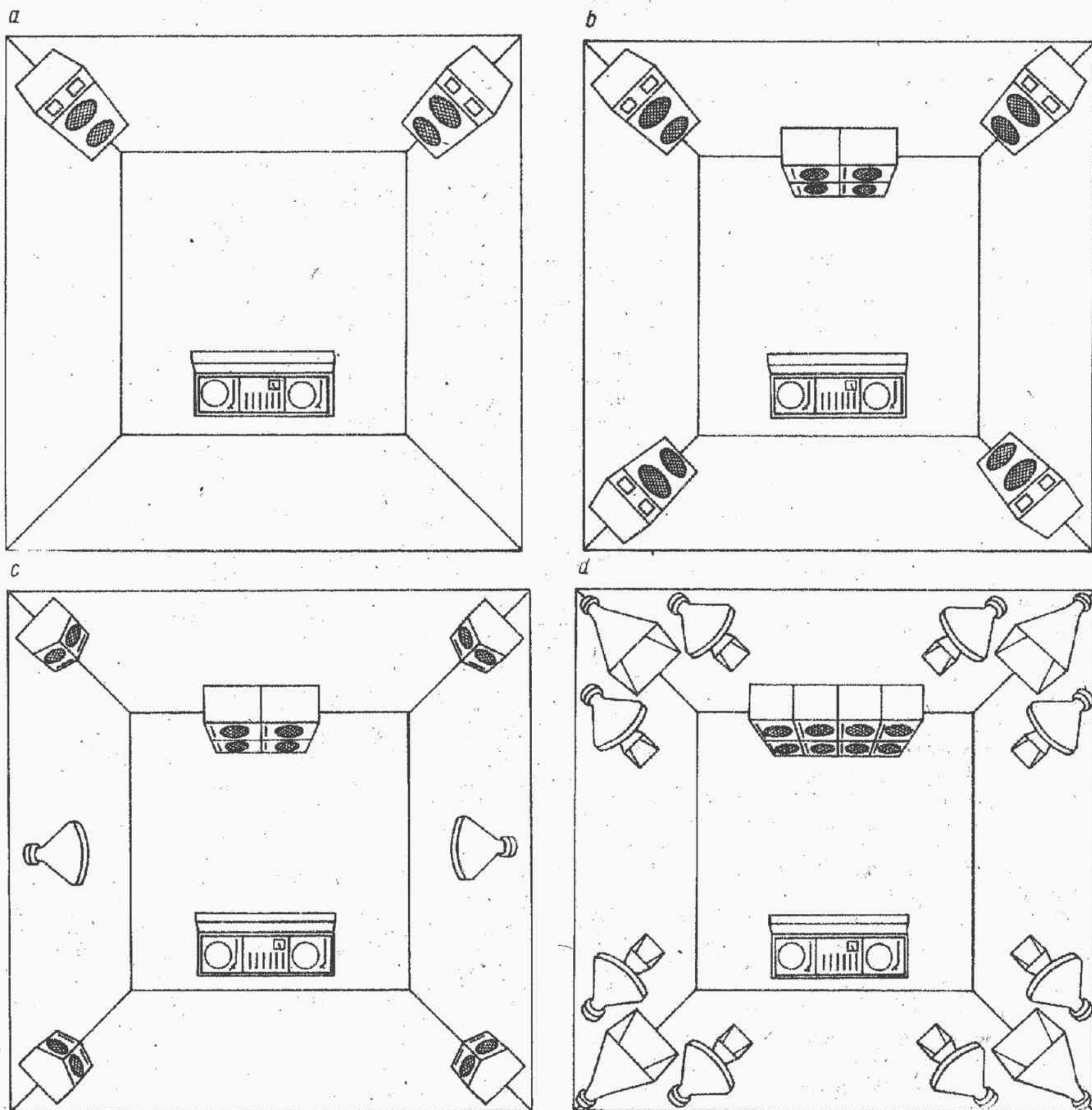
GŁOŚNIKI I ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE

Do zastosowania w dyskotekach nie nadają się zespoły głośnikowe Hi-Fi przeznaczone do użytku domowego. Dyskwalifikuje je mała sprawność przetwarzania i niewystarczająca wytrzymałość na długotrwałe obciążenie większą mocą, szczególnie przy tonach wysokich.

W dyskotekach powinny być stosowane zespoły głośnikowe i głośniki przeznaczone do celów profesjonalnych, odznaczające się 5...20 razy większą sprawnością w porównaniu z zespołami głośników standardowych przeznaczonych do zestawów Hi-Fi, mocną konstrukcją i odpowiednimi charakterystykami kierunkowości promieniowania.

Przedstawimy niżej główne cechy głośników zalecanych do stosowania w systemach z rys. 1.

Do nagłośnienia małej sali (rys. 1a) zastosowano dwa szerokopasmowe zespoły głośnikowe o mocy znamionowej 100 W.



Rys. 1. Systemy nagłośniania sali do tańca

a – system 2×100 W z dwoma szerokopasmowymi zespołami głośnikowymi, b – system 2×400 W z czterema szerokopasmowymi zespołami głośnikowymi i baterią czterech zespołów niskotonowych (system dwukanałowy), c – system trzykanałowy o mocy 2×500 W z tubowymi głośnikami wysokotonowymi, d – system 2×2000 W szeroko wykorzystujący głośniki tubowe

Każdy z zespołów zawiera dwa głośniki nisko-średniotonowe o średnicy 32 cm i trzy wysokotonowe głośniki piezoelektryczne[1]). Taki głośnik wysokotonowy z krótką tubą jest przedstawiony na rys. 2. Zamiast membrany ma on dwie cienkie sklejone ze sobą płytki ceramiczne tworzące element piezoelektryczny, wyginający się w takt przyłożonego potencjału zmiennego. Głośnik taki odznacza się bardzo wysoką sprawnością i może być przyłączony równolegle do głośnika nisko-średniotonowego bez żadnych filtrów. Wysokotonowe głośniki piezoelektryczne mogą być łączone między sobą szeregowo bądź szeregowo-równolegie. Największa wartość skuteczna napięcia na jednym głośniku nie powinna przekraczać 20 V. Głośniki z rys. 2 przenoszą pasmo 4800...25 000 Hz. W instalacji nagłośniającej, przedstawionej na rys. 1b, wykorzystano cztery zespoły szerokopasmowe do odtwarzania tonów średnich i wysokich, natomiast do odtwarzania częstotliwości małych użyto baterii utworzonej z czterech zespołów niskotonowych o mocy 100 W każdy[2]).

Uzyskanie silnych basów przedstawia, jak wiadomo, poważną trudność. Rozwiązać ją można stosując odpowiednie głośniki niskotonowe wielkiej mocy wmontowane do obudów zapewniających, o ile to możliwe, wysoką sprawność przetwarzania przy częstotliwościach najmniejszych (40...80 Hz).

1) Zespół głośnikowy typ DB1200 firmy „Dynacord"

2) Zespół głośnikowy DB2150 firmy „Dynacord" zawierający 1 głośnik o średnicy 15 cali w obudowie o wymiarach zewnętrznych 650 × 540 × 490.

Na rysunku 3 przedstawiono szkice dwóch obudów tubowych odznaczających się wyjątkowymi zaletami. Tworzą one tubę zbliżoną do wykładniczej, sprzężoną z tylną stroną membrany głośnika i zapewniają dzięki temu dobre obciążenie membrany głośnika rezystancją akustyczną przy najmniejszych częstotliwościach. Pierwsza z nich (podwójna) ma wymiary 128 × × 91 × 76 cm i jest przewidziana do wmontowania dwóch głośników o średnicy 38 cm (15 cali) o mocy 80...150 W każdy. Obudowa ta może być wykorzystana do wmontowania dwóch głośników o średnicy 30 cm lub 3...4 głośników o średnicy 25 cm. Przy dobrych głośnikach niskotonowych o średnicy 38 cm i o wielkiej mocy, skuteczne przetwarzania zaczyna się od 30 Hz wzwyż. Powyżej 150 Hz promieniuje nie wylot tuby, lecz bezpośrednio głośniki przednią stroną membrany. Druga obudowa o wymiarach 121 × 60 × 60 cm jest przeznaczona do wmontowania jednego głośnika o średnicy 38 cm. Zapewnia ona skuteczne przetwarzanie przebiegów o częstotliwości od 50 Hz.

Obudowy te wyróżniają się szczególnymi zaletami i można je zalecić do szerokiego stosowania. Nie mają one wad obudów z otworem, w których wykorzystuje się w większym lub mniejszym stopniu efekty rezonansowe, a jednocześnie dzięki dobremu obciążeniu akustycznemu membran głośników zapewniają zwiększenie sprawności przetwarzania najmniejszych częstotliwości. Wykorzystanie tych obudów jest szczególnie celowe w warunkach krajowych, gdy nie jest łatwo o zdobycie wysokosprawnych, drogich zagranicznych głośników niskotonowych. Na przykład: dwa głośniki GDN 30/60 wbudowane do tego typu obudowy (nieco zwężona obudowa pierwsza na rys. 3) powinny dać dobry efekt. W dyskotekach większych należy zestawiać baterię takich zespołów (2...4 obok siebie) przeznaczając ją do przetwarzania pasma najmniejszych częstotliwości (40...250 Hz).

Dla porządku przypomnijmy, że obudowy z otworem zapewniają lepszą sprawność przetwarzania niż obudowy zamknięte. Te ostatnie zaś są najmniej korzystne i mogą dać zadowalające efekty tylko przy zastosowaniu wysokiej klasy profesjonalnych głośników niskotonowych. Objętość obudowy zamkniętej powinna wynosić 90...120 dcm^3, w przypadku głośnika o średnicy 38 cm (15 cali) i 50...60 dcm^3 w przypadku głośnika 30...32 cm (12 cali), o ile zalecenia wytwórcy nie podają innych wartości.

W przypadku trzecim (rys. 1c) zastosowano baterię zespołów niskotonowych (jak w przypadku poprzednim – rys. 1b). Jako zespołów średniotonowych użyto zespołów zawierających dwa odpowiednie głośniki o średnicy 30 cm (12 cali) ustawione pod kątem 140° względem siebie, co zapewnia szerszy kąt promieniowania. Zespoły te są zdolne przetwarzać pasmo 70...8000 Hz, a ich moc znamionowa wynosi 150 W[3]).

Wykonanie takich zespołów w oparciu o krajowe głośniki o średnicy 20...30 cm nie przedstawia trudności. Warto dodać, że zamiast zespołów tego rodzaju można również użyć z powodzeniem kolumn dźwiękowych zawierających 4...6 głośników.

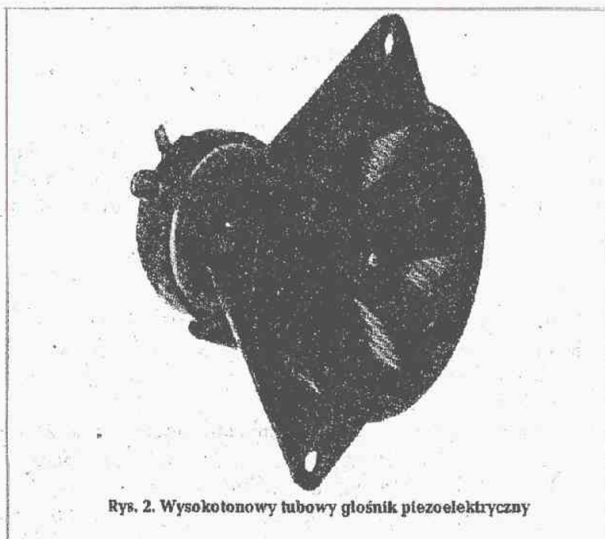
W rozpatrywanym przypadku systemu trzykanałowego zespoły średniotonowe mają za zadanie przetwarzanie pasma od 250 Hz do 1500...2000 Hz, a więc obejmującego zaledwie trzy oktawy, co nie przedstawia większy ch trudności przy tych częstotliwościach.

Do przetwarzania tonów wysokich zastosowano dwa głośniki tubowe z płaskimi wylotami rozsiewającym dźwięki w kącie bryłowym 90° × 40°. Są to głośniki tubowe profesjonalne przenoszące pasmo 800...20 000 Hz. Przy większych mocach tubowe dynamiczne głośniki wysokotonowe nie mogą być zastąpione żadnymi innymi. Głośniki kopułkowe nie wchodzą w tym przypadku w rachubę wobec niedostatecznej ich mocy.

Głośniki tubowe są drogie, ale wysoka sprawność i trwałość rekompensują szybko większy jednorazowy wydatek na głośniki.

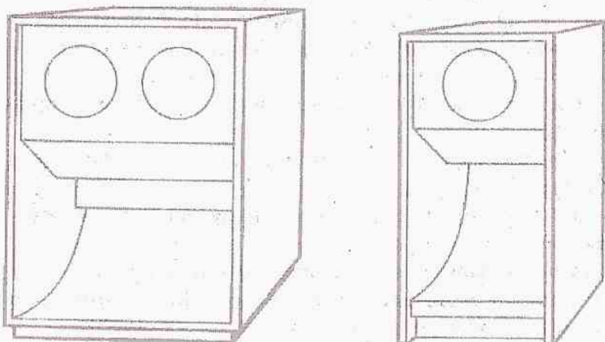
Sposób nagłośnienia wielkiej sali przy użyciu dynamicznych głośników tubowych przedstawiono na rys. 1d. W tym przypadku zastosowano trzy rodzaje głośników tubowych, a mianowicie:

– głośniki o wielkiej tubie (1112×1112×1560 mm) przetwarzające w zakresie 150...1000 Hz;
– głośniki średniotonowe (845×280×660 mm) przenoszące pasmo 1000...4000 Hz;
– głośniki tubowe wysokotonowe (191×229×260 mm) przenoszące pasmo 4...20 kHz[4]).



Rys. 2. Wysokotonowy tubowy głośnik piezoelektryczny

W pierwszym z trzech wymienionych głośników tubowych jako przetwornik służy zwykły dobry niskotonowy głośnik membranowy o średnicy 38 cm. W pozostałych przypadkach głośniki są zestawione z głowicy-przetwornika i odpowiednich tub. Szeroki wybór głośników tubowych, tub i rozsiewaczy wytwarza znana firma amerykańska JBL. W Europie głośniki tubowe do celów profesjonalnych wytwarzają firmy: AUDAX, Electro-Voice, ISOPHON, RCF, VITAVOX i inne. W kraju TONSIL wytwarza jeden typ wysokotonowego głośnika tubowego GDWT 10/40 przeznaczonego w zasadzie do współpracy z głośnikami nisko-średniotonowymi w zespołach o mocy 40 W. Dzięki większej niż inne krajowe głośniki wysokotonowe sprawności przetwarzania może on być wykorzystany przy konstruowaniu zespołów głośnikowych dla dyskotek ma-



Rys. 3. Obudowy do głośników niskotonowych zapewniające wysoką sprawność przetwarzania

3) Zespoły DB1823 firmy „Dynacord" o wymiarach zewnętrznych 650 × 430 × 450 mm.

4) Są to odpowiednio głośniki tubowe: DBH8080, DRH9040 i DRH6080 firmy „Dynacord".

łych i średniej wielkości. Z głośników tych można tworzyć zestawy składające się z kilku głośników tak ustawionych, że kąt promieniowania zestawu wynosi, stosownie do potrzeby, 90°...120°.

W instalacjach dyskotekowych mogą być oczywiście stosowane i zwrotnice prądowe (filtry bierne) rozdzielające zakresy przenoszenia poszczególnych głośników lub ich grup. Na przykład, często stosuje się takie zwrotnice przy głośnikach wysokotonowych i ultrawysokotonowych, zasilanych z tego samego wzmacniacza mocy. Są one oczywiście z reguły stosowane w szerokopasmowych zespołach głośnikowych z głośnikami dynamicznymi. Im większe moce wchodzą w grę, tym bardziej celowe jest eliminowanie zwrotnic prądowych przyłączonych między wyjściem wzmacniacza i głośnikami.

APARATURA

Liczba urządzeń wchodzących w skład aparatury dyskoteki zależy od założeń programowych, wielkości całej instalacji (mocy, liczby kanałów, liczby wariantów wykorzystania aparatury itd.) oraz od możliwości nabycia określonych urządzeń. Minimum to: dwa gramofony, mikrofon, mieszacz i wzmacniacze mocy wystarczające do zasilania zespołów głośnikowych nagłośniających salę taneczną.

Na rysunku 4 przedstawiono dwa przykłady konfiguracji sprzętowych dyskotek średniej wielkości.

Aparatura, której schemat strukturalny przedstawiono na rys. 4a, jest przeznaczona do współpracy z systemem nagłośniającym przedstawionym na rys. 1b. Moc wzmacniaczy wyjściowych wynosi w tym przypadku 2 × 400 W.

Na rysunku 4b przedstawiono schemat strukturalny aparatury przeznaczonej do zasilania systemu nagłośniającego przedstawionego na rys. 1c. Różni się on od poprzedniego rozwiązania w zasadzie tylko dodaniem elektronicznego urządzenia pogłosowego, większą mocą wyjściową, która wynosi w tym przypadku 2 × 500 W oraz większą liczbą kanałów zasilających zespoły głośnikowe.

Podane moce wyjściowe dotyczą wartości znamionowej wzmacniaczy, tj. mocy, którą wzmacniacze mogą oddawać przez dłuższy czas. Moc największa, oddawana w ciągu ułamka sekundy (moc dla muzyki) jest większa o około 50%. Wartość ta jest podawana w katalogach wzmacniaczy.

Przy doborze wzmacniaczy do zespołów głośnikowych należy kierować się następującą ogólną wskazówką: moc głośników nie powinna być mniejsza niż:

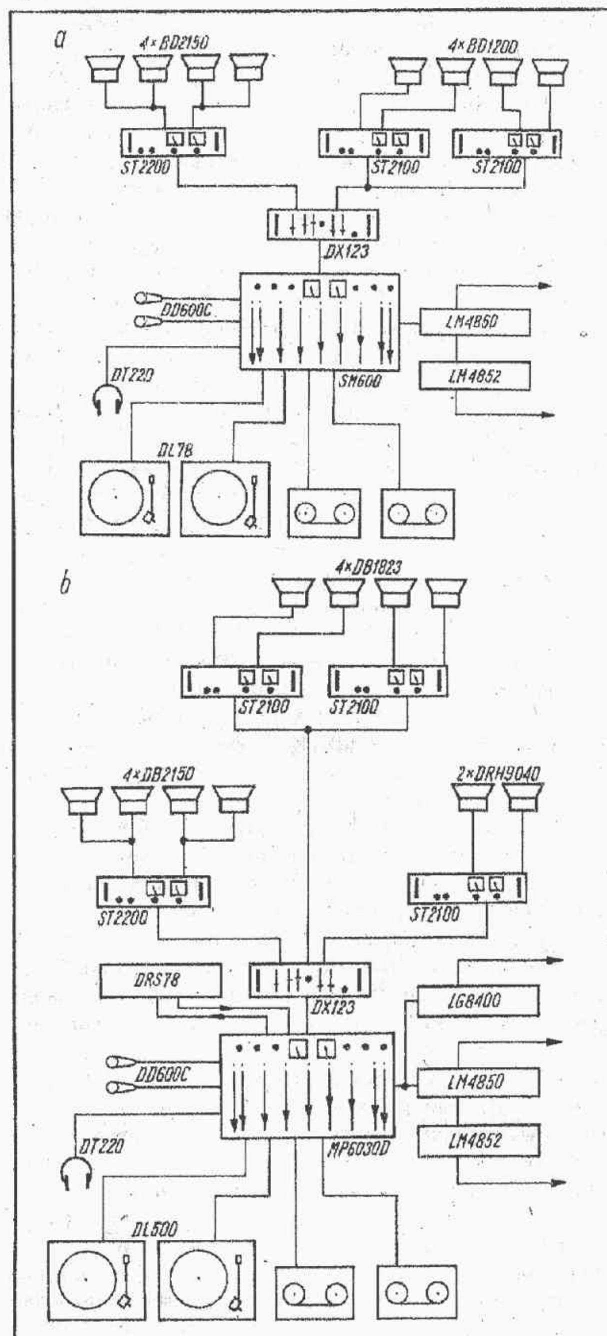
– moc znamionowa wzmacniaczy mocy, w przypadku kanału niskotonowego,

– 50% mocy znamionowej wzmacniaczy, w przypadku kanału średniotonowego,

– 30% mocy znamionowej wzmacniaczy kanału wysokotonowego.

Wskazówka powyższa jest oparta na założeniu, że przy muzyce skuteczna wartość mocy wydzielanej w dłuższych okresach czasu (moc powodująca nagrzewanie cewek głośników) nie jest jednakowa w różnych pasmach częstotliwości. Drugi czynnik, który uwzględnia w jakimś stopniu ta wskazówka, to tendencja do stworzenia pewnej rezerwy mocy w kanale średniotonowym i wysokotonowym. Zniekształcenia powodowane przez przesterowanie wzmacniaczy mocy są w tych przypadkach łatwo zauważalne i niezmiernie przykre dla słuchaczy.

W obu przedstawionych na rys. 4 schematach nie przewidziano korektora graficznego (equalizera). Jest to urządzenie bardzo przydatne do skorygowania charakterystyki częstotliwościowej systemu. Korektor taki umożliwia pożądane podniesienie częstotliwości leżących w pobliżu 50 Hz i częstotliwości wielkich oraz umożliwia on skorygowanie nierównomierności charakterystyki przenoszenia powodowanej własnościami akustycznymi sali (uwypuklanie pewnych pasm częstotliwości wskutek rezonansów pomieszczenia). Należy pamiętać, że przeważająca większość płyt nie zawiera zapisu częstotliwości muzyki leżących poniżej 40 Hz. Nie należy w związku z tym



Rys. 4. Schematy strukturalne instalacji dyskotekowych (wg katalogu firmy „Dynacord" z 1980 r.)

a – instalacja 2×400 W do zasilania systemu przedstawionego na rys. 1b,
b – instalacja o mocy 2× 500 W do zasilania systemu przedstawionego na rys. 1c
DL500 – dyskotekowe gramofony, DD600C – mikrofon dynamiczny o charakterystyce kardioidalnej, DT220 – słuchawki dynamiczne, MP6030C – mieszacz o sześciu wejściach z wbudowanym wzmacniaczem do podsłuchu audycji za pomocą słuchawek i wychyłowymi wskaźnikami wysterowania, SM600 – mieszacz o sześciu wejściach, lecz o mniejszych możliwościach regulowania poszczególnych kanałów, DX123 – aktywny filtr regulowany (może być używany jako dwukanałowy i jako trzykanałowy), ST2100 – wzmacniacz o mocy 100 W, ST2200 – wzmacniacz o mocy 200 W, LM4850 – urządzenie do sterowania efektami świetlnymi (programowane sterowanie światłem, iluminofonia), LM4852 – urządzenie dodatkowe do LM4850 służące do sterowania obwodów o większej mocy, LM8400 – kontroler obwodów świetlnych (8 kanałów, 12 przełączalnych programów, może służyć również do sterowania ręcznego).
U w a g a: charakterystyki głośników podano w treści artykułu.

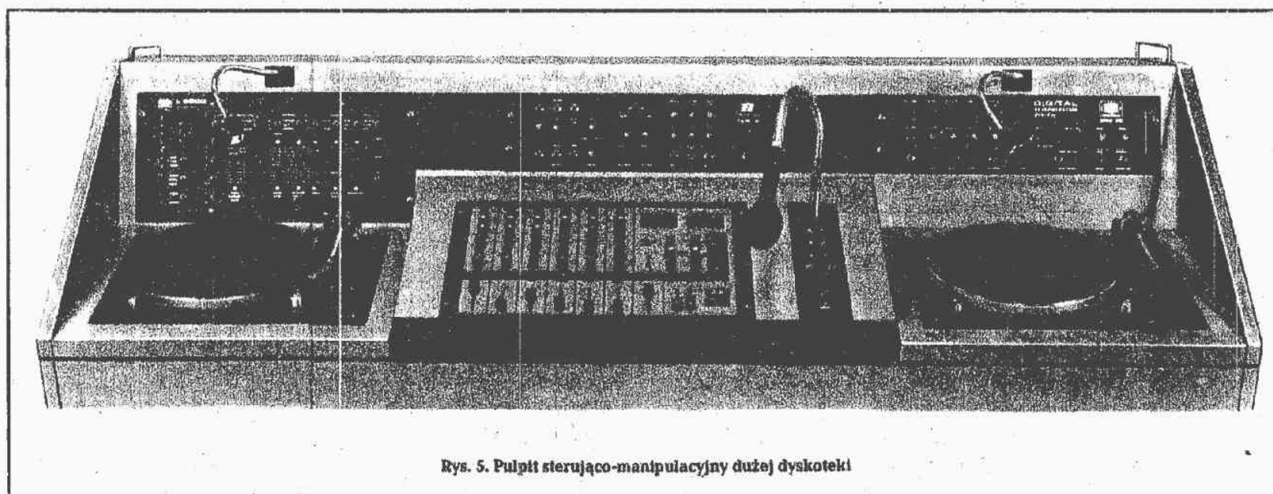
„podbijać" charakterystyki częstotliwościowej poniżej tej granicy. Przeciwnie: pożądany jest filtr, który będzie osłabiał przebiegi o częstotliwościach mniejszych od 40 Hz, osłabiając tym samym wibracje zawarte w zapisie płyty i pojawiające się przy odczytywaniu zapisu wskutek niedoskonałości gramofonów.

Do zastosowania w dyskotekach najlepiej się nadają gramofony specjalnie przeznaczone do tego celu, o mocnej konstrukcji i szybkim rozruchu. Przy wyborze gramofonu warto zwrócić uwagę na sposób unoszenia i opuszczania ramienia adapterowego. Pełna automatyzacja tych czynności jest w przypadku dyskoteki wadą. Najpraktyczniejsze są gramofony, w których obsługujący może ustawić dowolnie ramię adapterowe za pomocą odpowiedniej dźwigni. Warto również wspomnieć o tym, że magnetyczne wkładki adapterowe są dość czułe na drgania powodowane falami dźwiękowymi, co może powodować powstawanie sprzężenia elektroakustycznego. Groźba sprzężeń wzrasta, gdy aparatura z gramofonami jest ustawiona na estradzie lub drewnianej podłodze łatwo przenoszącej drgania.

Na rysunku 5, w części środkowej pulpitu widoczny jest mieszacz o sześciu wejściach, oraz mikrofon. Nad mieszaczem znajduje się urządzenie do efektów dźwiękowych (regulowany flanger i phaser). Z prawej strony jest wbudowane elektroniczne urządzenie pogłosowe. Z lewej strony znajduje się urządzenie do sterowania efektami świetlnymi według ustalonego wcześniej programu (możliwe jest realizowanie 32 programów).
Jeżeli pulpit sterujący z gramofonami znajduje się nie w sali, lecz w innym pomieszczeniu, bądź słyszalność w miejscu jego ustawienia nie jest dobra, to niezbędny jest dobry szerokopasmowy zespół głośnikowy do kontroli nadawanej muzyki.

ZAGADNIENIA BEZPIECZEŃSTWA

Największe niebezpieczeństwo zarówno dla obsługujących jak i publiczności grozi ze strony urządzeń do efektów świetlnych i urządzeń iluminofonicznych. Instalacje zasilające oraz sposób umieszczenia reflektorów i lamp powinny odpowiadać wymaganiom przepisów budowy instalacji elektroenergetycznych. Jednak i ze strony urządzeń elektroakustycznych grozi niebezpieczeństwo porażenia prądem elektrycznym.



Rys. 5. Pulpit sterująco-manipulacyjny dużej dyskoteki

Magnetofony szpulowe typu profesjonalnego są tak drogie i praktycznie niemożliwe do zdobycia, że należy korzystać z dobrych magnetofonów przeznaczonych do użytku domowego. Jest pożądane korzystanie ze ścieżek zajmujących pół szerokości taśmy. Mogą być stosowane obie standardowe prędkości: 9,5 cm/s i 19 cm/s. Zaleca się stosowanie dobrych taśm, lecz niezbyt cienkich, o dostatecznej wytrzymałości mechanicznej.
Mikrofony, najczęściej o charakterystyce kardioidalnej lub nerkowej, przyłącza się bezpośrednio do wejść mieszacza. Wejścia mikrofonowe mieszaczy są przeważnie niesymetryczne. Lepsze mieszacze mają jedno lub dwa wejścia symetryczne przeznaczone do przyłączania mikrofonów bardziej oddalonych. Przy połączeniowych kablach mikrofonowych dłuższych niż 2...3 stosowanie układu symetrycznego jest konieczne dla zmniejszenia wpływu zakłóceń w postaci przydźwięku sieci i trzasków wywołanych układami tyrystorowymi w oświetleniu iluminacyjnym.
Dobre mieszacze są wyposażone w urządzenia umożliwiające indywidualną dla każdego wejścia regulację: basów, sopranów, wzmocnienia (poziomu). Każde wejście powinno mieć regulator wstępnego ustawienia wzmocnienia (poziomu) i przełącznik umożliwiający podsłuch audycji za pomocą słuchawek. Poza tym mieszacz jest zawsze wyposażony w regulator wzmocnienia, basów i sopranów w torze głównym (w części wyjściowej mieszacza). Do wyjścia mieszacza powinny być dołączone dwa dobre wskaźniki poziomu wysterowania.

Aparatura powinna być połączona z dobrym (sprawdzonym) uziemieniem. Należy pamiętać o tym, że nawet między uziemioną aparaturą, a np. kaloryferem centralnego ogrzewania lub „zerowaną" oprawą reflektora, mogą w pewnych okolicznościach wystąpić groźne dla życia napięcia. Z tych względów ani w sąsiedztwie aparatury, ani w zasięgu rąk prezentera trzymającego mikrofon nie powinny znajdować się przedmioty metalowe lub przewodzące, których przypadkowe dotknięcie stwarzałoby groźbę porażenia.
Należy pamiętać o tym, że i w kraju i za granicą notowane są stale przypadki porażenia prądem elektrycznym w dyskotekach, w tej liczbie także porażenia śmiertelne.
Dla tych Czytelników, którzy są zainteresowani konstruowaniem środkami amatorskimi urządzeń dla dyskotek, podajemy poniżej wykaz publikacji na ten temat.

Mieszacze – „Radioelektronik" nr 3, 9 i 11/1980.
Aparatura (różne układy) – „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 3/1978.
Korektory graficzne (equalizery) – „RiK" nr 7–8/1978, „Re" nr 5/1979 i nr 1/1981.
Wzmacniacze mocy – „RiK" nr 4 i 5/1977, „Re" nr 5 i 9/1979 oraz nr 6 i 11/1980.
Zespoły głośnikowe – „RiK" nr 4/1978 i „Re" nr 4/1979.
Urządzenia iluminofoniczne – „RiK" nr 9/1976 i „Re" nr 2/1980.
Informacje ogólne – „Funkamateur" (NRD) nr 5 i 10/1980.
Elektroakustyka na scenie i estradzie – Sereda J. WKŁ 1977.

Większość rysunków zamieszczonych w artykule zaczerpnięto z katalogu firmy „Dynacord" – Disco-Programm '80.

inż. ZBIGNIEW STANISŁAW WOŹNIAK

Generatory organów elektronicznych

W organach elektronicznych pierwszej generacji każdy ton był otrzymywany z oddzielnego generatora. Organy drugiej generacji miały tylko 12 generatorów o podwyższonej stabilności, nazywanych wiodącymi. Pozostałe tony uzyskiwane były z oktawowych dzielników częstotliwości. Zastosowanie 12 generatorów wiodących nadal nie zapewnia bezwzględnej stabilności tonów głównie wobec trudności wyeliminowania wpływu temperatury otoczenia. Do wad takiego układu należy zaliczyć również trudność zapewnienia jednakowej dewiacji częstotliwości generatorów wiodących dla uzyskania efektu wibrato oraz trudności związane z przesuwaniem stroju instrumentu.

W latach 1973–1975 osiągnięto doskonalsze rozwiązanie w postaci trzeciej generacji organów elektronicznych, w których z jednego generatora wzorcowego uzyskuje się za pomocą odpowiednich układów scalonych 12 półtonów skali temperowanej. Układ taki nazwano generatorem chromatycznym. Stosunek częstotliwości kolejnych półtonów skali temperowanej wynosi

$$\sqrt[12]{2} = 1,05946...$$

Jeżeli zamierzamy jeden półton otrzymać z drugiego, to jest konieczne zastąpienie tej liczby stosunkiem dwóch liczb całkowitych. Po raz pierwszy koncepcja ta została urzeczywistniona w elektromechanicznym generatorze tonów Hammonda. Generator ten zawierał przekładnie zębate o przełożeniu 196/185, które realizowały wartość $\sqrt[12]{2}$ z dokładnością $3 \cdot 10^{-6}$.

Jednym ze sposobów otrzymania półtonów z generatora chromatycznego jest podział częstotliwości generatora wzorcowego dwunastoma dzielnikami o różnych krotnościach podziału. Aby uzyskać małe odchylenie półtonów od stali temperowanej, konieczne jest zastosowanie dzielników o krotnościach podziału w granicach od 500 do 1000. Analiza komputerowa umożliwiła obliczenie wartości przedstawionych w tablicy 1. Zawiera ona warianty dzielników częstotliwości, przyporządkowane półtonom skali temperowanej, przy różnych częstotliwościach generatora wzorcowego. Przy większych częstotliwościach generatora wzorcowego uzyskuje się mniejsze odchyłki od założonej skali muzycznej. Praktyczne zastosowanie znalazły zestawy dzielników zastosowane do częstotliwości generatora wzorcowego równej 1999 kHz oraz 4252 kHz.

W tablicy 2 przedstawiono zestawy dzielników zawarte w kilku popularnych scalonych generatorach chromatycznych. Częstotliwość generatora wzorcowego może być zmieniona od 250 do 2500 kHz umożliwiając transpozycję wytwarzanych tonów. Układy AY1-0214 i AY1-0215 mogą pracować przy częstotliwości generatora wzorcowego od 100 do 4500 kHz.

Inną metodą wykorzystaną w scalonych generatorach chromatycznych jest częściowe „wycinanie" impulsów. Do generatora wzorcowego należy w tym celu przyłączyć szeregowo jedenaście układów, z których każdy będzie wycinał 11 ze 196 impulsów przebiegu wejściowego. Częstotliwości na wyjściach kolejnych układów wycinających wyraża się stosunkiem jak 196/185, co odpowiada półtonowej skali temperowanej. Metoda ta umożliwia uzyskanie pożądanych częstotliwości z wielką dokładnością. Ma ona jednak wadę – niedopuszczalnie wielki błąd fazowy, który przy szeregowym łączeniu układów wycinających wzrasta ze stopnia na stopień.

Przedstawiona metoda znalazła zastosowanie w nieco zmodyfikowanej postaci. Firma Intermetall podzieliła – na wzór elektromechanicznego generatora tonów Hammonda – układ generatora chromatycznego na trzy części, z których każda wytwarza tylko 4 tony. Podział taki umożliwił redukcję szeregowo połączonych stopni wycinających z jedenastu do pięciu, co spowodowało zmniejszenie błędu fazowego.

Tablica 1

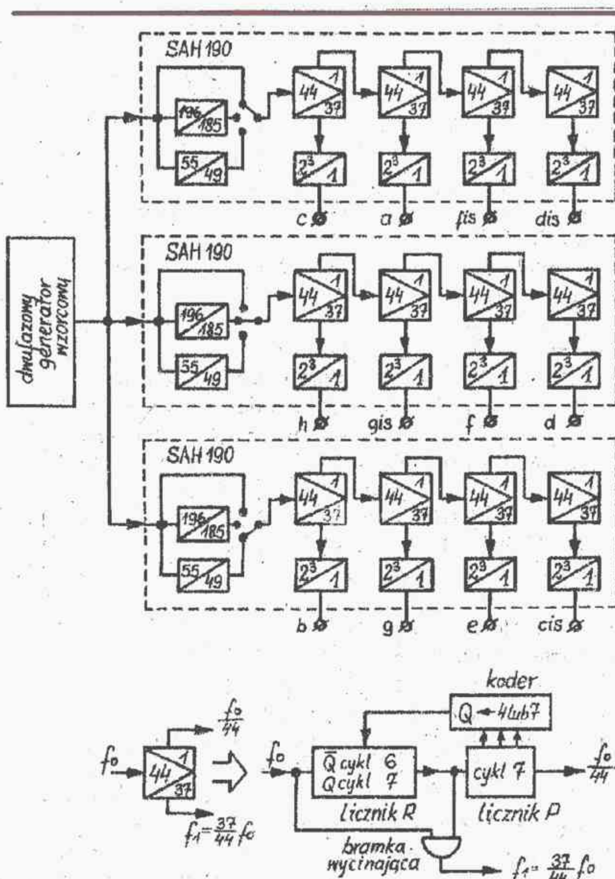
Częstotliwość generatora wzorcowego (kHz)	Krotności dzielenia dzielników dla poszczególnych tonów skali temperowanej												Maksymalny błąd relatywny
	c	h	ais	a	gis	g	fis	f	e	dis	d	cis	
1549	185	196	208	220	233	247	262	277	294	311	330	349	3,92 cent*
1584	189	200	212	225	238	252	267	283	300	318	337	357	3,80 cent
1844	220	233	247	262	277	294	311	330	349	370	392	415	3,64 cent
1992	238	252	267	283	300	318	337	357	378	400	424	449	3,20 cent
1999	239	253	268	284	301	319	338	358	379	402	426	451	2,32 cent
2922	349	370	392	415	440	466	494	523	554	587	622	659	1,63 cent
3098	370	392	415	440	466	494	523	554	587	622	659	698	1,63 cent
3675	439	465	493	522	553	586	621	658	697	738	782	829	1,52 cent
4245	507	537	569	603	639	677	717	760	805	853	903	957	1,48 cent
4252	508	538	570	604	640	678	718	761	806	854	906	959	1,03 cent
5477	654	693	734	778	824	873	925	980	1038	1100	1165	1235	0,99 cent

* 1 cent = 1/100 półtonu

Tablica 2

Typ układu scalonego	Zestaw dzielników zawarty w jednym układzie scalonym													Producent
	c	cis	d	dis	e	f	fis	g	gis	a	ais	h	c'	
AY1-0212	–	451	426	402	379	358	338	319	301	284	268	253	239	General
AY1-0214	959	906	854	806	761	718	678	640	604	570	538	508	–	Instruments
AY1-0215	478	451	426	402	379	358	338	319	301	284	268	253	239	Microelectronic
S1857	959	906	854	806	761	718	678	640	604	570	538	508	–	American
S2555	478	–	–	–	–	–	–	319	301	284	268	253	239	Micro System
S2556	–	451	426	402	379	358	338	–	–	–	–	–	–	Inc.

Schemat funkcjonalny generatora chromatycznego firmy Intermetall przedstawiono na rys. 1. Poszczególne człony generatora chromatycznego różnią się jedynie wykorzystaniem dzielników wstępnych, które z różną krotnością dzielą częstotliwość generatora wzorcowego. W jednej części pracuje dzielnik wstępny 55/49, w drugiej części 196/185, a w trzeciej części pominięto oba dzielniki wstępne. Poza tą różnicą, wszystkie trzy człony generatora chromatycznego składają się z ciągu czterech jednakowych połączonych szeregowo dzielników. Schemat funkcjonalny dzielnika przedstawiono u dołu rys. 1.

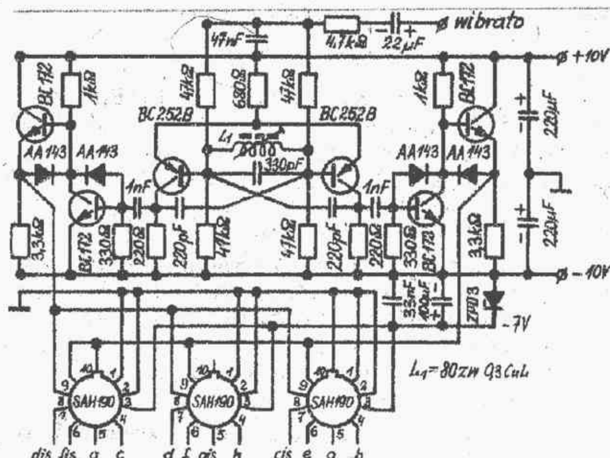


Rys. 1. Schemat funkcjonalny generatora chromatycznego z układami scalonymi SAH190

Dzielnik ten dzieli z krotnością 44, umożliwia także uzyskanie drugiej częstotliwości w odstępie małej tercji przez stłumienie siedmiu z czterdziestu czterech impulsów.

Omawiany dzielnik składa się z liczników R, P, kodera K do programowania krotności dzielenia licznika R zależnie od stanu licznika P, oraz bramki wycinającej. Licznik R w normalnym cyklu zlicza do 6, z chwilą pojawienia się sygnału kodera K, cykl pracy licznika przełącza się na zliczanie do 7. Taka sytuacja występuje, gdy stan licznika P wynosi 4 lub przyjmuje końcową pozycję 7. Każdorazowo, gdy cykl licznika R powraca do pozycji wyjściowej, stan licznika P zostaje powiększony o jedność, jednocześnie bramka wycina impuls w sygnale wyjściowym. W ten sposób ciąg 44 impulsów wejściowych zostaje podzielony na odcinki o liczbie impulsów: 6, 6, 6, 7, 6, 6, 7. Ostatni impuls każdego odcinka ciągu zostaje wycięty. Na wyjściu bramki wycinającej, która steruje następny podobny dzielnik pojawia się więc tylko 37 impulsów jako ciąg: 5, 5, 5, 6, 5, 5, 6 impulsów, z przerwami trwającymi jeden impuls. Na wyjściu wycinającej bramki następnego dzielnika, częstotliwość jest ponownie obniżona. Ułamek 44/37 jest zbliżony do wartości $\sqrt[12]{2^3}$ wyrażającej stosunek częstotliwości między trzema półtonami z dokładnością $18\cdot10^{-6}$. Pierwsza część generatora chromatycznego pozbawiona dzielnika wstępnego wytwarza 4 tony w odstępach małej tercji: c, a, fis, dis. Druga część, o podobnym układzie, sterowana z dzielnika 196/185 obniżającego częstotliwość generatora wzorcowego o pół tonu, wytwarza tony h, gis, f, d. Dzielnik wstępny 55/49 obniża częstotliwość generatora wzorcowego o cały ton $\left(\sqrt[12]{2^2}\right)$ z dokładnością $13\cdot10^{-6}$, a sterowany nim trzeci człon generatora chromatycznego, wytwarza tony b, g, e, cis.

Utworzenie generatora chromatycznego z trzech bardzo zbliżonych członów umożliwił opracowanie jednego układu scalonego.



Rys. 2. Schemat ideowy dwufazowego generatora wzorcowego współpracującego z układami scalonymi SAH 190

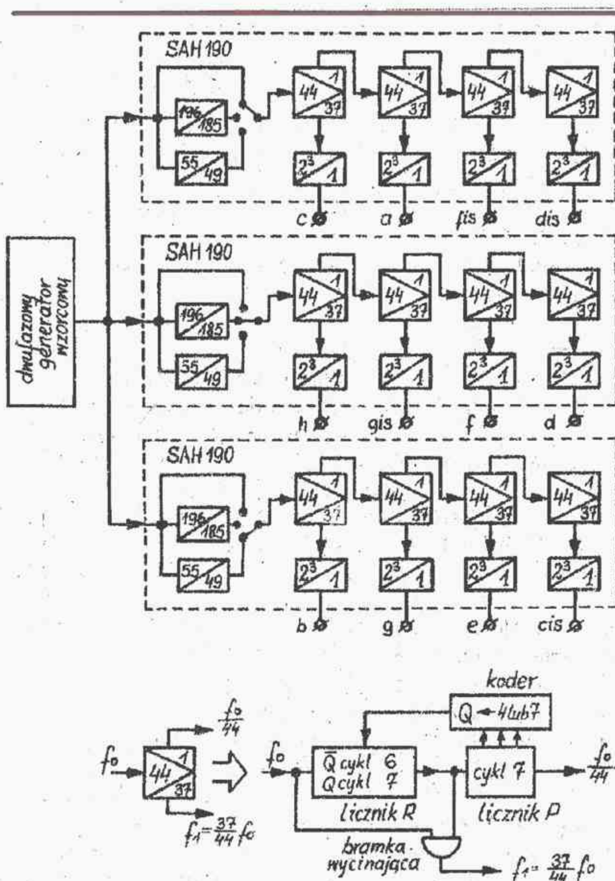
Układ scalony firmy Intermetall typu SAH190 zawiera kaskadę czterech dzielników 44/37 z przerzutnikami minimalizującymi błąd fazowy każdego wyjścia oraz dzielniki wstępne 196/185 i 55/49.

Schemat ideowy kompletnego generatora chromatycznego z zastosowaniem układów scalonych SAH190 sterowanych dwufazowym generatorem wzorcowym przedstawiono na rys. 2. O sposobie wykorzystania układu scalonego decyduje połą-

Tablica 2

Typ układu scalonego	Zestaw dzielników zawarty w jednym układzie scalonym													Producent
	c	cis	d	dis	e	f	fis	g	gis	a	ais	b	c'	
AY1-0212	–	451	426	402	379	358	338	319	301	284	268	253	239	General
AY1-0214	959	906	854	806	761	718	678	640	604	570	538	508	–	Instruments
AY1-0215	478	451	426	402	379	358	338	319	301	284	268	253	239	Microelectronic
S1857	959	906	854	806	761	718	678	640	604	570	538	508	–	American
S2555	478	–	–	–	–	–	–	319	301	284	268	253	239	Micro System
S2556	–	451	426	402	379	358	338	–	–	–	–	–	–	Inc.

Schemat funkcjonalny generatora chromatycznego firmy Intermetall przedstawiono na rys. 1. Poszczególne człony generatora chromatycznego różnią się jedynie wykorzystaniem dzielników wstępnych, które z różną krotnością dzielą częstotliwość generatora wzorcowego. W jednej części pracuje dzielnik wstępny 55/49, w drugiej części 196/185, a w trzeciej części pominięto oba dzielniki wstępne. Poza tą różnicą, wszystkie trzy człony generatora chromatycznego składają się z ciągu czterech jednakowych połączonych szeregowo dzielników. Schemat funkcjonalny dzielnika przedstawiono u dołu rys. 1.

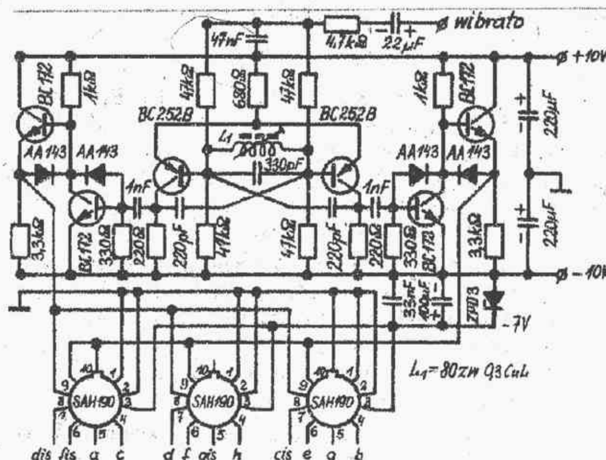


Rys. 1. Schemat funkcjonalny generatora chromatycznego z układami scalonymi SAH190

Dzielnik ten dzieli z krotnością 44, umożliwia także uzyskanie drugiej częstotliwości w odstępie małej tercji przez stłumienie siedmiu z czterdziestu czterech impulsów.

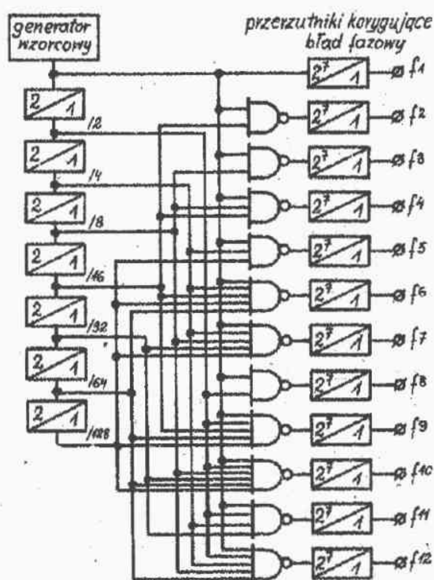
Omawiany dzielnik składa się z liczników R, P, kodera K do programowania krotności dzielenia licznika R zależnie od stanu licznika P, oraz bramki wycinającej. Licznik R w normalnym cyklu zlicza do 6, z chwilą pojawienia się sygnału kodera K, cykl pracy licznika przełącza się na zliczanie do 7. Taka sytuacja występuje, gdy stan licznika P wynosi 4 lub przyjmuje końcową pozycję 7. Każdorazowo, gdy cykl licznika R powraca do pozycji wyjściowej, stan licznika P zostaje powiększony o jedność, jednocześnie bramka wycina impuls w sygnale wyjściowym. W ten sposób ciąg 44 impulsów wejściowych zostaje podzielony na odcinki o liczbie impulsów: 6, 6, 6, 7, 6, 6, 7. Ostatni impuls każdego odcinka ciągu zostaje wycięty. Na wyjściu bramki wycinającej, która steruje następny podobny dzielnik pojawia się więc tylko 37 impulsów jako ciąg: 5, 5, 5, 6, 5, 5, 6 impulsów, z przerwami trwającymi jeden impuls. Na wyjściu wycinającej bramki następnego dzielnika, częstotliwość jest ponownie obniżona. Ułamek 44/37 jest zbliżony do wartości $\sqrt[12]{2^3}$ wyrażającej stosunek częstotliwości między trzema półtonami z dokładnością $18 \cdot 10^{-6}$. Pierwsza część generatora chromatycznego pozbawiona dzielnika wstępnego wytwarza 4 tony w odstępach małej tercji: c, a, fis, dis. Druga część, o podobnym układzie, sterowana z dzielnika 196/185 obniżającego częstotliwość generatora wzorcowego o pół tonu, wytwarza tony h, gis, f, d. Dzielnik wstępny 55/49 obniża częstotliwość generatora wzorcowego o cały ton $\left(\sqrt[12]{2^2}\right)$ z dokładnością $13 \cdot 10^{-6}$, a sterowany nim trzeci człon generatora chromatycznego, wytwarza tony b, g, e, cis.

Utworzenie generatora chromatycznego z trzech bardzo zbliżonych członów umożliwił opracowanie jednego układu scalonego. Układ scalony firmy Intermetall typu SAH190 zawiera kaskadę czterech dzielników 44/37 z przerzutnikami minimalizującymi błąd fazowy każdego wyjścia oraz dzielniki wstępne 196/185 i 55/49.

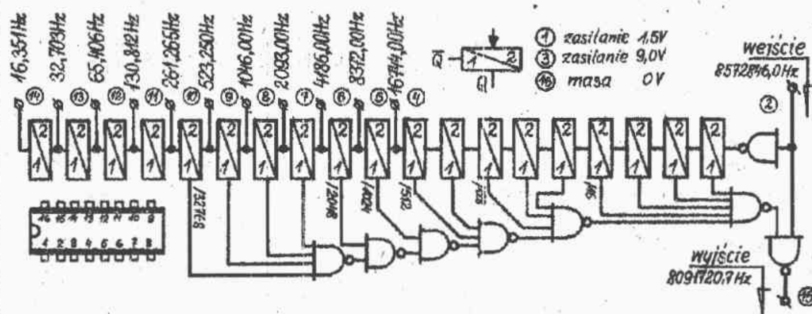


Rys. 2. Schemat ideowy dwufazowego generatora wzorcowego współpracującego z układami scalonymi SAH 190

Schemat ideowy kompletnego generatora chromatycznego z zastosowaniem układów scalonych SAH190 sterowanych dwufazowym generatorem wzorcowym przedstawiono na rys. 2. O sposobie wykorzystania układu scalonego decyduje połą-



Rys. 3. Schemat generatora chromatycznego wykorzystujący metodę syntezy impulsów



Rys. 4. Schemat ideowy układu scalonego SAH220 (u góry) oraz schemat ideowy 11-oktawowego generatora chromatycznego z układami scalonymi SAH221 (u dołu)

czenie nóżki 10. Jeżeli nóżka 10 jest zwarta z masą, to częstotliwość wzorcowa steruje kaskady dzielące 44/37 przez dzielnik wstępny 55/49. Gdy nóżka ta nie jest nigdzie przyłączona, częstotliwość wzorcowa obniżona jest przez dzielnik wstępny 196/185. Przyłączenie sygnału generatora wzorcowego do nóżki 10 układu unieruchamia oba dzielniki wstępne, a sygnał wzorcowy dochodzi bezpośrednio do kaskady dzielników 44/37. W układzie scalonym SAH190 przewidziano możliwość zmiany liczby dzielników minimalizujących błąd fazowy. Przy nie połączonej z masą nóżce 2 czynne są trzy przerzutniki minimalizujące błąd fazowy każdego wyjścia, a tony wyjściowe generatora chromatycznego mieszczą się w czwartej oktawie. Po połączeniu nóżki 2 z masą, błąd fazowy minimalizują tylko dwa przerzutniki, a uzyskana skala muzyczna zawarta jest w piątej oktawie.

Rozwinięciem układu scalonego SAH190 jest układ scalony SAH200, funkcjonalnie analogiczny, ale dzięki modyfikacjom technologicznym mogący współpracować z generatorem wzorcowym o częstotliwości do 4500 kHz, co daje polepszenie dokładności generowanych tonów w odniesieniu do skali temperowanej, zmniejszenie błędu fazowego oraz podwyższenie o oktawę częstotliwości sygnałów wyjściowych.

Jako oktawowe dzielniki częstotliwości mogą być wykorzystane cyfrowe układy scalone zawierające przerzutniki o wolnym dostępie do ich sterowania i wyjścia bądź liczniki zliczające w systemie dwójkowym. W organach elektronicznych stosowane są najczęściej układy scalone zawierające wielką liczbę przerzutników. Firma Intermetall poleca do wykorzystania w instrumentach elektronicznych scalony siedmiokrotny dzielnik SAJ110. Każdy przerzutnik tego układu scalonego wyposażony jest w separator utrzymujący stałą amplitudę prostokątnego sygnału wyjściowego. Firma Siemens oferuje układ scalony SAJ205, który jest ośmiokrotnym dzielnikiem częstotliwości o wybieranym kształcie sygnału wyjściowego. Wybieranie sygnału prostokąt–piła odbywa się za pomocą napięcia doprowadzonego do jednej z nóżek układu scalonego. Stwarza to nowe możliwości dla konstruktorów organów elektronicznych. Układ scalony SAJ410 firmy Siemens jest zbliżony do układu SAJ110.

Nowe rozwiązania w dziedzinie scalonych generatorów chromatycznych daje metoda syntezy impulsów. Schemat ideowy układu scalonego SAH220 umożliwiającego uzyskanie 12-stopniowej skali temperowanej tą metodą przedstawiono na rysunku 3.

Częstotliwość generatora wzorcowego zostaje wielokrotnie podzielona przez dwa w kaskadzie dzielników, przy czym od krotności podziału zależy dokładność uzyskanej skali temperowanej. Przebiegi wyjściowe z poszczególnych dzielników zostają doprowadzone do 11 bramek, na wyjściach których, w wyniku syntezy impulsów, otrzymuje się nowe przebiegi, różniące się między sąsiednimi bramkami o pół tonu.

Metoda ta znalazła zastosowanie w praktyce w nieco zmodyfikowanej postaci, która wykorzystuje jej zalety, a eliminuje pewne jej wady. Firma Philips wykorzystała koncepcję podziału generatora chromatycznego na 12 członów, z których każdy metodą syntezy impulsów przesuwa częstotliwość wzorcową tylko o pół tonu i tym sygnałem steruje dolną część generatora chromatycznego. Przebiegi konieczne do syntezy uzyskano z piętnastokrotnego podziału częstotliwości generatora wzorcowego o częstotliwości 8572 kHz. Ponieważ częstotliwość sterująca każdy człon generatora chromatycznego jest o pół tonu mniejsza od częstotliwości sterującej człon poprzedni, można te same dzielniki częstotliwości wykorzystać jako oktawowe dzielniki tonu.

Przedstawiona wyżej koncepcja znalazła zastosowanie w generatorze chromatycznym, którego schemat przedstawiono na rys. 4, zrealizowanym na 12 układach scalonych SAH220. Stanowi on 11-oktawowe źródło tonów całego instrumentu. Jest to generator chromatyczny, który nie wymaga stosowania oddzielnych oktawowych dzielników częstotliwości.

Prowadzone są nadal prace nad udoskonaleniem układów organów elektronicznych zmierzające do uproszczenia konstrukcji instrumentu i zmniejszenia kosztów wytwarzania. Należy oczekiwać dalszego szybkiego postępu w tej dziedzinie.

LITERATURA

1. Gehrig W. – Integrierte Schaltung SAH190 zur Tonerzeugung in elektronischen Orgeln. „Funk-technik" 11/1972.
2. Franssen N.V. – Tempered tone-scale generation from a single oscillator. „Journal of the audio engineering society" 6/1973.
3. News report on integrated circuits for electronic organs. „Philips Elcoma News Report" Nr 74901 April 1974.
4. Hintz H. – Digitaler 11-oktaven Orgelgenerator. „Funk-technik" 10/1975.

Międzynarodowy standard transmisji danych w programowanych systemach pomiarowo-kontrolnych

mgr inż. ANDRZEJ SADZIKOWSKI

W latach siedemdziesiątych czołowa amerykańska firma Hewlett-Packard Company opracowała założenia dotyczące zautomatyzowanych kompleksowych systemów pomiarowo-kontrolnych. Opracowanie tych założeń podyktowane zostało koniecznością stworzenia jednolitego systemu pomiarowego z centralnym sterowaniem programowym i umożliwiającego łatwe sprzęgnięcie poszczególnych przyrządów w celu wymiany informacji pomiędzy nimi.

Spośród wielu potencjalnych odbiorców tego typu systemów pomiarowych należy wymienić przede wszystkim laboratoria naukowo-badawcze oraz przemysł. Dynamiczny rozwój rozbudowanych systemów elektronicznych stwarza konieczność wykonywania dużej liczby pomiarów podczas prowadzenia prac badawczych oraz opracowywania otrzymanych wyników.

Z podobnymi problemami spotkać się można także w przemyśle, gdzie przy obecnym rozwoju techniki automatycznego sterowania należy dokonywać wielu pomiarów z jednoczesnym zadawaniem warunków sterujących będących często uzależnionymi od wyników przeprowadzonych pomiarów.

Podstawowym problemem przy opracowaniu założeń automatycznego systemu pomiarowo-kontrolnego stało się przeniesienie organizacji sterowania takiego systemu z użytkownika na producentów aparatury pomiarowej. Chodziło bowiem o to, aby użytkownik mógł w łatwy sposób taką aparaturę zestawić i nie musiał zajmować się opracowywaniem jej sterowania.

W wyniku prowadzonych w firmie Hewlett-Packard prac powstały założenia dotyczące wyposażenia wszystkich urządzeń pomiarowo kontrolnych takich, jak na przykład: zasilacze, generatory, multimetry, częstościomierze itp. w układy interfejsowe, umożliwiające ich sterowanie w sposób programowany oraz wymianę informacji między tymi przyrządami.

W 1975 r. na podstawie patentu firmy Hewlett-Packard opracowany został przez Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) amerykański standard, zobowiązujący firmy produkujące aparaturę pomiarową do wyposażania jej w układy umożliwiające współpracę tych przyrządów w systemach automatycznych. W tym samym roku europejska komisja normalizacyjna International Electrotechnical Commission opracowała na podstawie dokumentu IEEE założenia dotyczące unifikacji aparatury pomiarowej. Od tego czasu systemy pomiarowo-kontrolne pracujące w oparciu o założenia powyższych standardów są określane mianem „IEEE/IEC data transmission bus interface systems" lub też często jako „HP bus system" (pierwsze litery przyjęte od nazwy firmy Hewlett-Packard).

W nomenklaturze polskiej najczęściej operuje się nazwą „szyna IEC".

Na rysunku 1 przedstawiono przykład konfiguracji systemu IEEE/IEC. W jego skład wchodzą:

a – centralne urządzenie sterujące (np. programowany kalkulator lub mikrokomputer) – kontroler;
b – zasilacz programowany;
c – generator programowany;
d – multimetr programowany;
e – częstościomierz programowany;
f – drukarka;
g – badane urządzenie.

Wszystkie przyrządy są połączone ze sobą za pomocą wieloprzewodowej szyny umożliwiającej zarówno przesyłanie danych jak i sygnałów sterujących. Całość procesu pomiarowego odbywa się zgodnie z programem zawartym w centralnym urządzeniu sterującym. Jak wynika z przykładu przedstawionego na rys. 1, w sposób programowany mogą być zadawane napięcia zasilające, przebiegi sterujące z generatora oraz dokonywane odpowiednie pomiary w węzłach badanego urządzenia. Wyniki pomiarów są przesyłane do centralnego urządzenia sterującego, gdzie zostają odpowiednio przetworzone. Odpowiednie dane mogą też być drukowane na drukarce.

Zgodnie z normą IEEE/IEC system taki charakteryzuje się następującymi parametrami:
– maksymalna liczba współpracujących urządzeń łącznie z urządzeniem sterującym – 16
– maksymalna długość kabla transmisyjnego – 20 m
– maksymalna szybkość transmisji – 20 megabitów/s
– dane jak i sygnały sterujące są przekazywane w postaci cyfrowej.

Na rysunku 2 przedstawiono konfigurację szyny IEEE/IEC z oznaczonymi jej liniami. Zgodnie z nomenklaturą przyjętą w standardach IEEE/IEC, dołączane do szyny urządzenia podzielono na cztery grupy:

1. Urządzenia mogące jedynie nadawać informacje (ang. „TALKER" – mówiący), takie jak np. czytnik taśmy perforowanej.

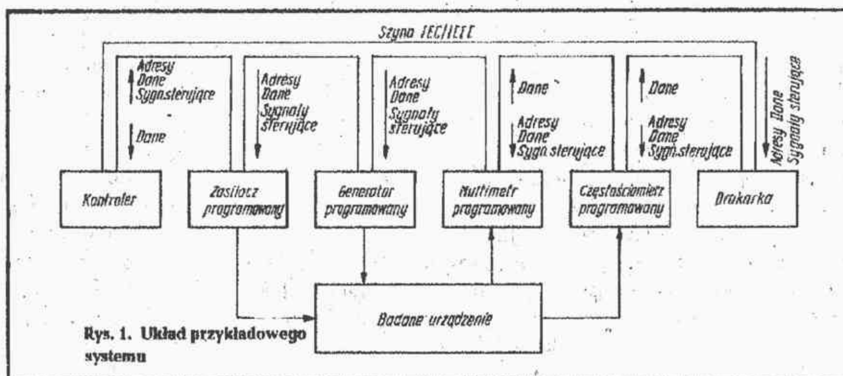
2. Urządzenia mogące jedynie odbierać informacje (ang. „LISTNER" – słuchający), takie jak np. generatory sygnałów.

4. Urządzenia mogące zarówno nadawać jak i odbierać informacje (TALKER/LISTNER), takie jak np. multimetry.

5. Urządzenia mogące nadawać i odbierać informacje oraz wysyłać sygnały sterujące (ang. „Controller" – sterujący, regulujący), takie jak np. programowane kalkulatory, mikrokomputery bądź inne programowane jednostki sterujące.

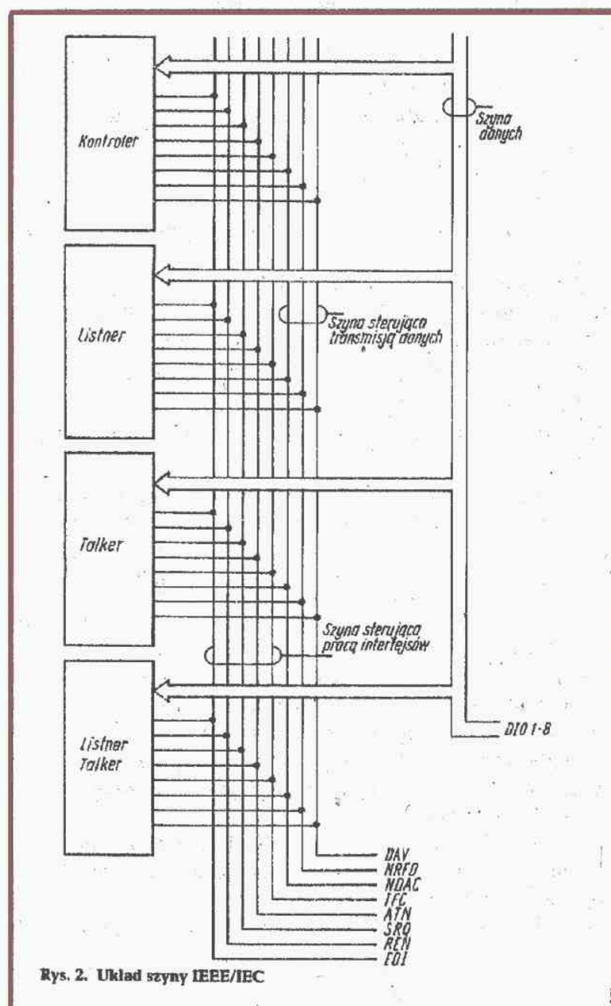
W skład szyny IEEE/IEC wchodzi osiem linii stanowiących szynę danych, trzy linie sterujące procesem transmisji danych oraz pięć linii sterujących pracą interfejsów przyrządów wchodzących w skład systemu.

Po szynie danych są przesyłane dwukierunkowo wszystkie informacje zarówno dotyczące programowania interfejsów poszczególnych przyrządów, jak i wyniki prowadzonych pomiarów. Informacje te są przesyłane w postaci ośmiobitowych



Rys. 1. Układ przykładowego systemu

bajtów w systemie równoległym. Transmisja odbywa się w sposób asynchroniczny w tzw. cyklu „handshaking" opisanym w dalszej części.
W skład szyny sterującej procesem transmisji danych wchodzą trzy linie: linia DAV, linia NDAC oraz linia NRFD (rys. 2). Liniami NDAC oraz NRFD sterują odbiorniki, natomiast linią DAV steruje nadajnik. Za pomocą linii NRFD (not ready for data – nie przygotowany do przyjęcia danych) odbiornik sygnalizuje swą gotowość bądź brak gotowości do przyjęcia danych. Za pomocą linii NDAC (not data accepted – nie akceptuje danych) odbiornik potwierdza przyjęcie danych, bądź sygnalizuje brak ich akceptacji. Nadajnik natomiast sterując linią DAV (data valid – ważne dane) sygnalizuje wysłanie danych na szynę danych. Wymiana sygnałów NDAC, NRFD oraz DAV między nadajnikiem a odbiornikiem trwa przez cały czas przesyłania danych i zapewnia dopasowanie szybkości nadawania i odbioru danych. Ostatnią grupą linii wchodzących w skład szyny IEEE/IEC są linie sterujące pracą interfejsów dołączonych do szyny przyrządów. W skład tej



Rys. 2. Układ szyny IEEE/IEC

grupy wchodzą: linia ATN (attention – uwaga), linia IFC (interface clear – zerowanie interfejsów), linia SRQ (service request – żądanie obsługi), linia REN (remote anable – zdalne określenie możliwości) oraz linia EOI (end or identify – koniec lub identyfikacja).
Za pomocą linii ATN kontroler sygnalizuje sposób interpretacji informacji przesyłanej po szynie danych. Jeżeli na tej linii jest stan aktywny, interfejsy traktują słowo szyny danych jako informację sterującą, a jeśli stan pasywny – słowo szyny danych jest interpretowane jako bajt danych.

Linia IFC służy do „zerowania" wszystkich interfejsów, tzn. do ustawienia ich w stan bierny, w którym na szynie IEEE/IEC nie zachodzi żaden proces.
Za pomocą linii SRQ poszczególne interfejsy mogą żądać od kontrolera ich obsługi.
Linia REN jest używana do określenia typu stanu w jakim znajduje się interfejs. Pod tym względem mogą bowiem zaistnieć dwa stany. Jeden z nich to stan, w którym wszelkie informacje mają być traktowane jako wewnętrzne dla danego zespołu. W drugim stanie informacje te są traktowane jako istotne również dla innych dołączonych do szyny IEEE/IEC przyrządów.
Ostatnia z linii EOI jest używana do określenia końca transmisji danych przez urządzenie nadawcze.
Dla zilustrowania pracy systemu pomiarowego pracującego w oparciu o szynę IEEE/IEC omówiony zostanie przypadek przedstawiony na rysunku 1.
W celu przeprowadzenia pomiarów badanego urządzenia należy najpierw doprowadzić do niego odpowiednie napięcia zasilające oraz falę prostokątną o określonej częstotliwości i amplitudzie z generatora. Następnie należy za pomocą multimetru dokonać pomiarów napięć i prądów w węzłach badanego urządzenia, do których multimetr jest dołączony. Należy również przeprowadzić pomiar częstotliwości w określonych węzłach. Na zakończenie pomiarów wszystkie wyniki mają być wydrukowane na drukarce.
Na rysunku nr 1 przedstawiono zestaw pomiarowy spełniający powyższe wymagania.
Cykl pomiarowy przebiega tu w następujący sposób:

1. Kontroler zgodnie z zapisanym w jego pamięci programem wysyła adres do zasilacza, a następnie po potwierdzeniu przez zasilacz programowany odebrania tego adresu programuje zasilacz tak, aby do badanego urządzenia doprowadzone zostały wymagane napięcia zasilające.
2. Po zaprogramowaniu zasilacza wysłany zostaje przez kontroler adres generatora oraz następuje zaprogramowanie generatora w celu doprowadzenia do badanego urządzenia odpowiednich sygnałów sterujących.
3. W podobny sposób zostają zaprogramowane multimetr i częstościomierz w celu ustalenia odpowiednich zakresów pomiarowych.

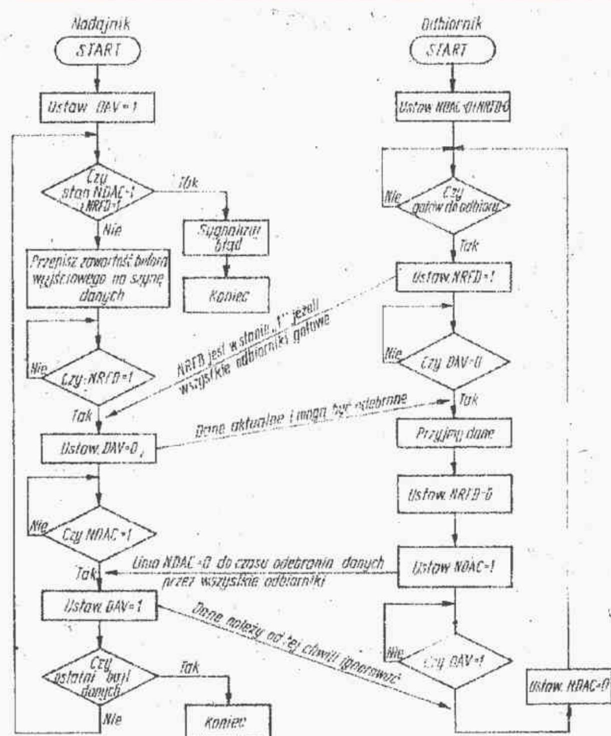
Po dokonaniu tych czynności kontroler oczekuje na zgłoszenia gotowości multimetru i częstościomierza po dokonaniu pomiarów. W momencie zgłoszenia gotowości przez jeden z tych przyrządów pomiarowych, kontroler dokonuje zestawienia połączenia między gotowym do nadawania przyrządem a drukarką. Informacja o wyniku pomiaru zostaje wysłana z odpowiedniego przyrządu pomiarowego i wydrukowana na drukarce.
Cały proces wymiany informacji (pod względem algorytmu) jest dość skomplikowany i nie będzie tu w całości omawiany. Przedstawiona zostanie jedynie rola trzech linii z szyny IEEE/IEC, a mianowicie: linii DAV, NDAC i NRFD, o których była mowa na wstępie.
Jak już powiedziano poprzednio, linie te stanowią szynę sterującą procesem wymiany informacji po szynie danych. Ich zadaniem jest dopasowanie szybkości transmisji między nadajnikiem a odbiornikiem (rozumianymi tu jako urządzenia typu „TALKER" i „LISTNER"). W związku z tym, że transmisja danych odbywa się asynchronicznie, najczęściej jest tak, że nadajnik może nadawać bajty danych szybciej niż je może przyjąć odbiornik lub odwrotnie. W związku z tym musi być w trakcie wymiany informacji prowadzona stale kontrola trzech warunków. Nadajnik musi być informowany o gotowości odbiornika bądź grupy odbiorników (nadawać może tylko jeden nadajnik, natomiast odbierać te informacje może kilka odbiorników) do przyjęcia danych oraz o tym, iż nadany bajt

danych został przez odbiornik bądź odbiorniki przyjęty. Odbiornik natomiast musi być informowany o tym, czy na szynie danych znajduje się istotna do odebrania informacja, czy też nie.

Proces ten zwany jest z angielska „handshaking", co znaczy dosłownie potrząsanie rękami podczas przywitania. Znaczy to, że tak jak podczas podania sobie rąk przy powitaniu następuje „synchronizacja" ruchu rąk osób witających się, tak i w procesie wymiany informacji w sposób asynchroniczny, następuje dopasowanie szybkości transmisji automatycznie między nadajnikiem a odbiornikiem.

Na rysunku 3 przedstawiono algorytm wymiany informacji między nadajnikiem a odbiornikiem w procesie „handshaking". Stan „0" logicznego na liniach DAV, NDAC i NRFD oznacza odpowiednio: dane na szynie danych, dane nie zaakceptowane oraz „nie gotów do odbioru". Stan „1" logicznej oznacza negację powyższych informacji.

Po włączeniu zasilania odbiorników i nadajników linia DAV zostaje ustawiona w stan „1", a linie NRFD i NDAC w stan „0" logicznego. Oznacza to, że nadajniki informują odbiorniki o tym, że na szynie danych brak jest danych, natomiast odbiorniki informują, iż nie akceptują danych i nie są gotowe do odbioru. W momencie, gdy określony nadajnik zgłosi do kontrolera swą gotowość do nadawania i nastąpi zaadresowanie przez kontroler odbiornika, do którego dane mają być



Rys. 3. Algorytm procesu sterowania wymianą informacji

przesłane, następuje sprawdzenie przez nadajnik, czy nie istnieje na liniach NDAC i NRFD stan „1" logicznej jednocześnie. Oznaczałoby to błąd, gdyż odbiornik może być tylko w jednym z tych stanów. Może bowiem on przyjąć dane sygnalizując do „1" logiczną na linii NDAC lub też być gotowym do przyjęcia danych co syngalizowane jest „1" na linii NRFD. Nie może jednak zaistnieć stan zarówno gotowości do przyjęcia danych jak i ich akceptacji. W przypadku stwierdzenia takiego błędnego stanu następuje sygnalizacja błędu i zakończenie procesu.

Rys. 4. Przebiegi czasowe na liniach DAV, NDAC, NRFD

W przypadku dopuszczalnego stanu linii NRFD i NDAC nadajnik przepisuje bajt danych ze swego bufora wyjściowego na szynę danych. Po tej czynności nadajnik wchodzi w pętlę oczekiwania na potwierdzenie gotowości odbiorników do odebrania pierwszego bajtu danych.

W tym samym czasie odbiorniki (zaadresowane przez kontroler) sprawdzają swą gotowość do odbioru. Jeżeli bufor wejściowy odbiornika jest pusty i dane mogą zostać przyjęte, odbiornik sygnalizuje to podaniem na linię NRFD stanu „1" i przejścia do pętli oczekiwania na „0" na linii DAV. W pętli tej odbiornik oczekuje na zasygnalizowanie przez nadajnik, iż dane na linii należy odebrać i zaakceptować. Ustawienie linii NRFD w stan „1" stanowi kryterium do ustawienia linii DAV w stan „0" przez nadajnik. Ten fakt powoduje wyjścia odbiornika z pętli oczekiwania, przyjęcie danych, oraz następuje zasygnalizowanie odbiornika swego braku gotowości do przyjęcia następnego bajtu danych przez ustawienie linii NRFD w stan „0" logicznego. Jednocześnie odbiornik sygnalizuje akceptację przyjętego bajtu danych wysyłając na linię NDAC stan „1" logicznej. Następnie odbiornik oczekuje w pętli programowej na „1" na linii DAV, czyli na sygnalizację nadajnika o nieistotności danych na szynie danych.

Po ustawieniu linii DAV w stan „0" nadajnik oczekuje na potwierdzenie przyjęcia danych przez odbiornik. Po zaistnieniu tego faktu nadajnik ustawia linię DAV w stan wysoki. Następnie nadajnik sprawdza, czy wysłany bajt danych był ostatnim z bajtów nadawanej informacji. Jeżeli tak, to następuje zakończenie procesu, a jeżeli nie, to następuje powrót i rozpoczęcie następnego cyklu.

Powrót do następnego cyklu następuje również w odbiorniku po identyfikacji „1" logicznej na linii DAV. Przed powrotem odbiornik ustawia również linię NDAC w stan „0" logicznego sygnalizując brak akceptacji danych.

Na rys. 4 przedstawiono wykres czasowy procesu „handshaking". Na wykresie tym widać powód przyporządkowania określonych stanów logicznych do sygnalizacji. W związku z tym, że do linii NDAC i NRFD są dołączone wszystkie odbiorniki, oraz że w procesie wymiany informacji może brać udział wiele odbiorników, nadajnik musi mieć informację, że dane zostały przyjęte przez wszystkie odbiorniki bądź też, że wszystkie odbiorniki są gotowe do przyjęcia danych.

Ze względu na to, że wyjścia sterujące liniami NDAC i NRFD są zrealizowane jako tzw. „open collector" – kolektor otwarty, jednakowy stan dla wszystkich wyjść dołączonych do danej linii może być sygnalizowany tylko jako stan „1" logicznej. Wyjścia „open collector" dołączone do wysokiej linii realizują bowiem funkcję iloczynu logicznego. Iloczyn logiczny jest spełniony jedynie w przypadku, gdy spełnione są wszystkie jego czynniki.

Elektroniczna ruletka

mgr inż. WOJCIECH GRZESIAK MAREK KAMIONKA

Produkowane w kraju cyfrowe układy scalone serii TTL doskonale nadają się do realizacji różnego rodzaju gier elektronicznych. Przykładem takiego ich zastosowania jest opisana poniżej ruletka elektroniczna, której schemat blokowy ilustruje rys. 1.

W układzie tym chwilowe zwarcie wyłącznika W powoduje generację (układ scalony UCY74121) szeregu impulsów, których liczba jest przypadkowa. Impulsy te są następnie zliczane przez układ licznika (układ scalony UCY7493), a następnie wykorzystane do sterowania członu multipleksowego (układy scalone UCY7473 i 2×UCY74154). Do wyjść układów scalonych UCY74154 przyłączono 32 diody elektroluminescencyjne, które zaświecając się kolejno imitują ruch kulki w ruletce tradycyjnej. Czas kolejnych zaświeceń powoli ulega wydłużeniu, a w wyniku końcowym świeci się wyłącznie jedna dioda. Ciekawy efekt uzyskuje się stosując diody elektroluminescencyjne o różnych barwach. Schemat ideowy ruletki przedstawiono na rys. 2.

Jak widać na rysunku 2, układ scalony US1 pełni funkcję generatora liczb losowych. Chwilowe zwarcie wyłącznika W powoduje rozładowanie kondensatora C1 i jednocześnie rozpoczyna się cykl generacji szeregu impulsów. Czas trwania kolejnego impulsu można wyliczyć na podstawie wzoru:

$$T = R2 \cdot C2 \cdot \ln 2$$

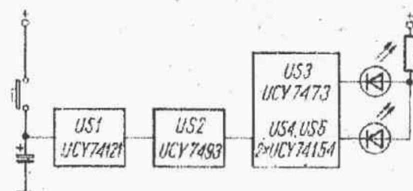
W miarę ładowania się kondensatora C1 okres generowania impulsów ulega wydłużeniu, aż do momentu naładowania się kondensatora C1, a zatem – do zablokowania generatora liczb. Dobierając odpowiednio elementy R3 i C3 możemy korygować czas świecenia diody.

Generowany szereg impulsów doprowadzany jest do wejścia licznika US2, który przetwarza go na kod BCD, a następnie – na wejścia dwóch demultiplekserów (US4, US5) sterujących diody elektroluminescencyjne. Ponieważ zgodnie z założeniami w danym momencie może się świecić wyłącznie jedna dioda, niezbędne było wprowadzenie dodatkowego przełącznika demultiplekserów. Funkcję tę zrealizowano za pomocą układu scalonego US3 (przerzutnik typu JK). Przerzutnik ten co 16 impulsów powoduje przełączenie demultipleksera. Zmieniając wartość rezystora R4 uzyskujemy zmianę jasności świecenia diod elektroluminescencyjnych; należy jednak pamiętać, że znaczne obniżenie jego wartości może doprowadzić do zniszczenia demultiplekserów.

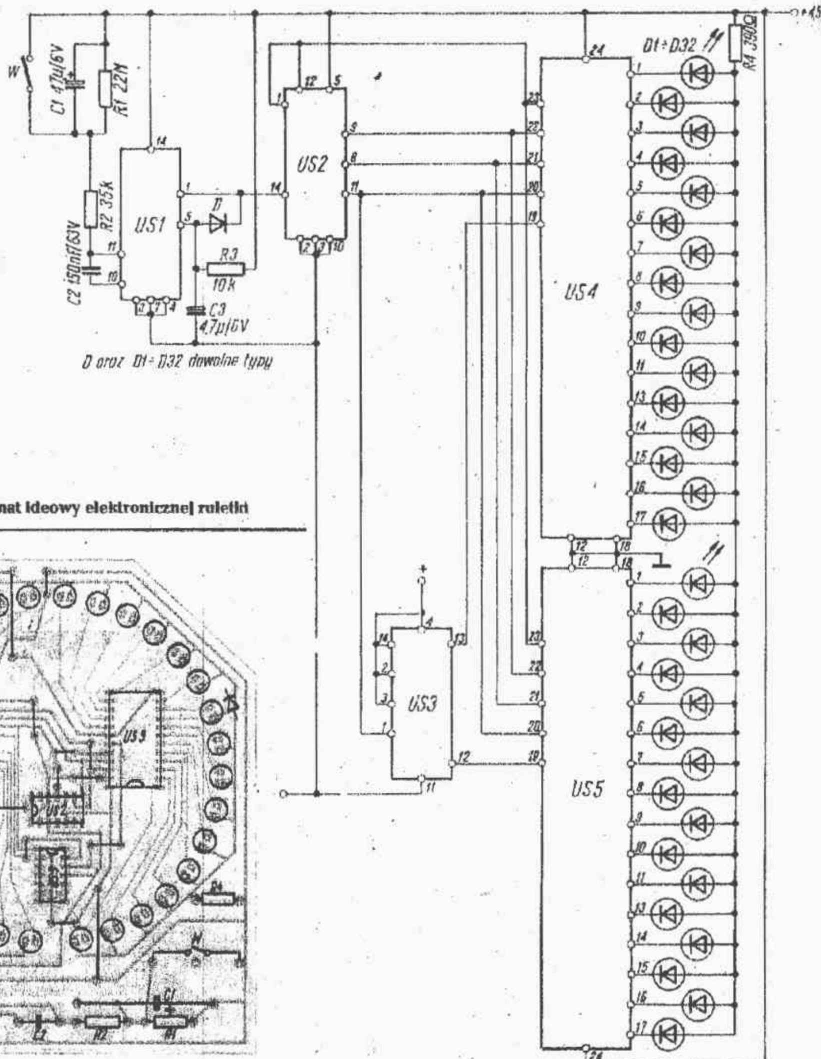
Ruletka może być zasilana z baterii płaskiej typu 3R12 lub z dowolnego zasilacza niestabilizowanego o napięciu około 5 V; pobór prądu przez ruletkę wynosi około 100 mA.

Na rysunku 3 przedstawiono płytkę drukowaną ruletki, zaś na rys. 4 rozmieszczenie elementów.

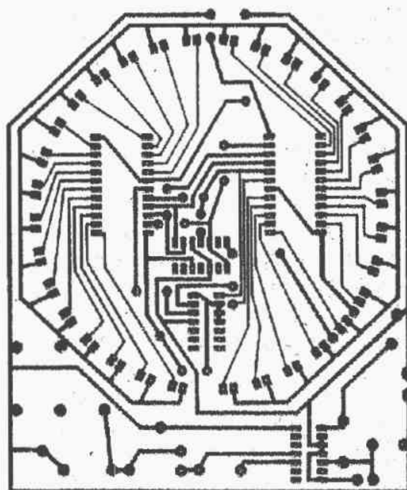
Po prawidłowym zmontowaniu uruchomienie układu nie powinno stwarzać żadnych problemów.



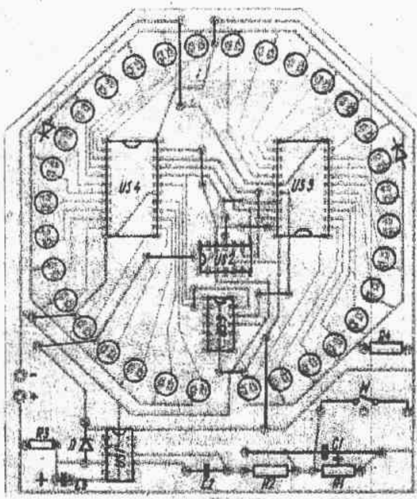
Rys. 1. Schemat blokowy elektronicznej ruletki



Rys. 2. Schemat ideowy elektronicznej ruletki



Rys. 3. Płytka drukowana elektronicznej ruletki



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Tunery TSH-104, TSH-105 i TSH-113

Tunery TSH-104, TSH-105 i TSH-113 są nowoczesnymi trzyzakresowymi tunerami klasy Hi-Fi, umożliwiającymi odbiór programów radiofonicznych o emisji AM na falach średnich i długich oraz o emisji FM na falach ultrakrótkich, nadawanych zarówno w wersji monofonicznej jak i stereofonicznej. Każdy z nich jest przystosowany do współpracy z magnetofonem oraz wzmacniaczem m.cz.

W tunerach zastosowano wiele nowoczesnych podzespołów i rozwiązań kontrukcyjnych, jak: układy scalone, diody pojemnościowe, układ ARCz i układ cichego strojenia na zakresie UKF, wychyłowy wskaźnik dostrojenia oraz metalową obudowę. Tunery TSH-105 i TSH-113 są wyposażone dodatkowo w wychyłowy wskaźnik częstotliwości i układ pamięci elektronicznej z sensorami, umożliwiającymi zaprogramowanie czterech stacji.

Tunery są produkowane w Zakładach Radiowych Diora w Dzierżoniowie.

Schemat ideowy tunera TSH-105 jest przedstawiony na str. 160–161.

W opisie układu tunera TSH-105 podano różnice między nim a tunerami TSH-104 i TSH-113.

DANE TECHNICZNE

Zakresy odbieranych częstotliwości:

– fale długie	150...285 kHz
– fale średnie	525...1605 kHz
– UKF	65,5...73,0 MHz

Czułość użytkowa:

z anteny zewnętrznej

– fale długie	≤ 80 μV
– fale średnie	≤ 50 μV
– UKF mono	≤ 4 μV
– UKF stereo	≤ 8 μV

z anteny ferrytowej

– fale długie	≤ 1,2 mV/m
– fale średnie	≤ 0,8 mV/m

Selektancja:

– tor AM	≥ 36 dB przy F_s = 1 MHz ±9 kHz
– tor FM	≥ 41 dB przy F_s = 69 MHz ±300 kHz

Tłumienie sygnałów lustrzanych:

– fale długie	≥ 40 dB
– fale średnie	≥ 40 dB
Tłumienie sygnałów pośr.cz.:	AM ≥ 40 dB- FM ≥ 60 dB
Skuteczność działania ARW:	≥ 10 dB/40 dB
Tłumienie modulacji amplitudy:	≥ 40 dB

Tłumienie przesłuchu stereofonicznego:

≥ 30 dB przy F_s = 69 MHz i f_m = 1 kHz

Półprzewodniki:

w tunerze TSH-104

– 5 układów scalonych, 20 tranzystorów, 19 diod w tym 5 diod pojemnościowych

w tunerach TSH-105 i TSH-113

– 7 układów scalonych, 23 tranzystory, 21 diod w tym 5 diod pojemnościowych

Zasilanie:	sieć 220 V; 50 Hz
Pobór mocy:	około 20 VA
Wymiary:	440×137×335 mm
Ciężar:	około 6 kg

OPIS UKŁADU TUNERA TSH-105

Sygnał z anteny UKF jest doprowadzany do obwodu rezonansowego składającego się z cewek L101, kondensatorów C102 i C103 oraz podwójnej diody pojemnościowej D101, a następnie do tranzystora T101 pracującego w układzie wzmacniacza w.cz.

Odpowiednio zaprojektowane przekładnie transformatora L101 oraz autotranformatora L103/L104 zapewniają szumowe dopasowanie anteny do wejścia wzmacniacza i poważnie zmniejszają wpływ oddziaływania obwodu E–B tranzystora T101 na obwód wejściowy przy pracy głowicy z dużymi poziomami sygnałów.

Obwody, wejściowy i wyjściowy wzmacniacza w.cz. oraz wejściowy mieszacza pracującego z tranzystorem T102, przestrajane za pomocą diod pojemnościowych D101, D102 i D103, zapewniają odpowiednio dużą selektywność tunera w zakresie UKF.

Tranzystor T103 pracuje w układzie heterodyny. Sprzężenie jej z mieszaczem jest bardzo słabe (mały kondensator C111). Zapewnia to dużą stabilność pracy heterodyny dzięki eliminacji oddziaływania obwodu w.cz. na obwód heterodyny. Do obwodu rezonansowego heterodyny jest dołączona dioda pojemnościowa D105 polaryzowana napięciem stałym z detektora stosunkowego. Dioda ta pracuje w układzie ARCz.

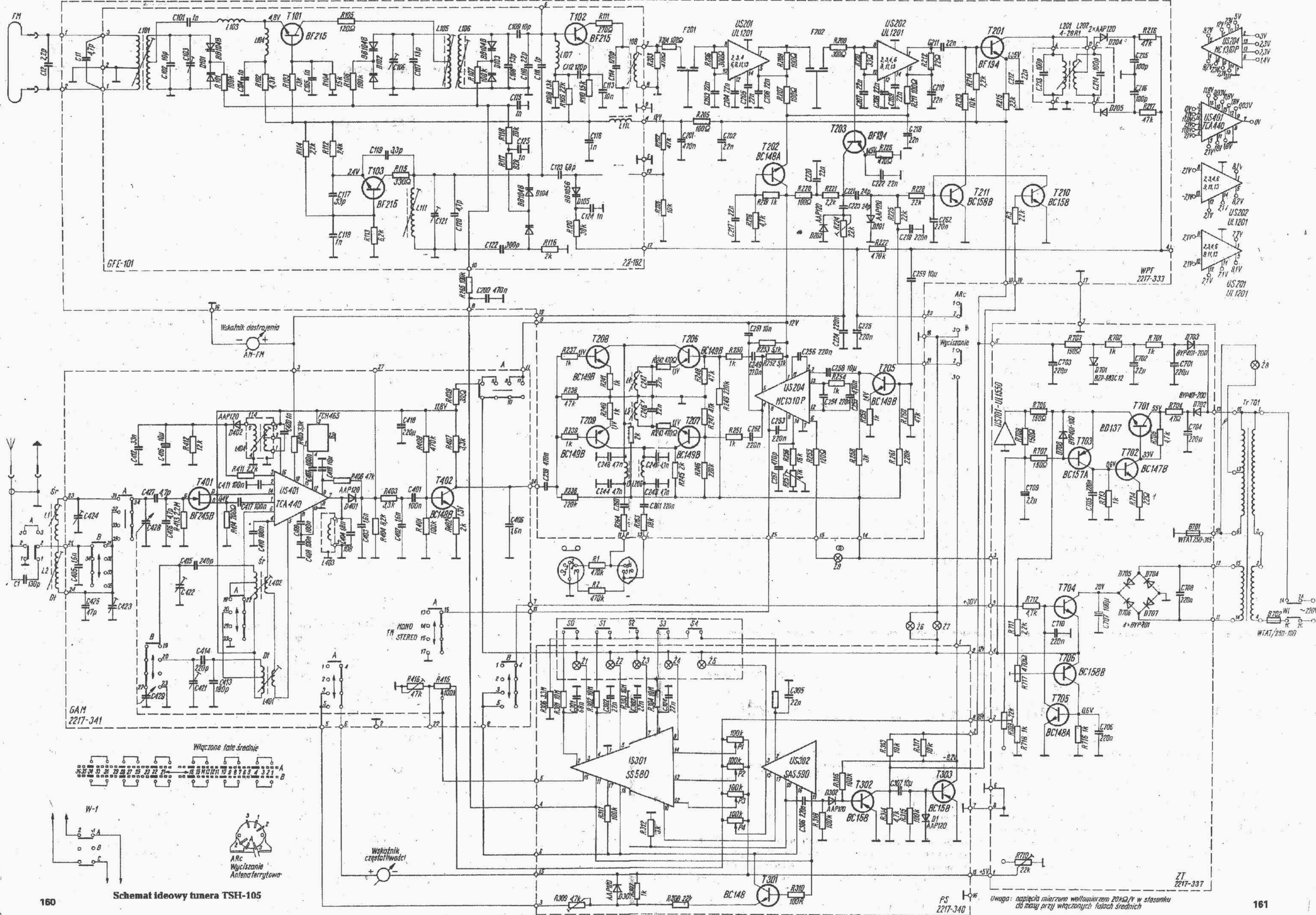
Rezystory znajdujące się w obwodach kolektorów tranzystorów T101 i T102 zapewniają odpowiednią stabilność wzmacniacza w.cz. i mieszacza przy pracy z dużymi sygnałami.

Napięcie regulacyjne do przestrajania obwodów w głowicy jest doprowadzane przez rezystory separujące R101, R106, R107 i R118, R117. W tunerach TSH-104 napięcie regulacyjne jest doprowadzane bezpośrednio z potencjometru R415, a w tunerach TSH-105 i TSH-113 przez dodatkowy układ programowania i przełączania sensorowego, pracującego z układami scalonymi US301 i US302 oraz tranzystorami T301, T302, T303 i T210.

Napięcie zasilania do układów scalonych US301 i US302 jest doprowadzane do końcówek 16. W momencie doprowadzenia tego napięcia do końcówki 16 układu US301 następuje zawsze połączenie potencjometru R415 z diodami pojemnościowymi w głowicy dzięki wystąpieniu zwarcia końcówek 11 i 15 wewnątrz układu. Zamknięty też zostaje obwód żarówki Ż1 i żarówka zaczyna świecić. W danym przypadku, w tunerach TSH-105 i TSH-113 można dostroić się do pożądanej stacji identycznie, jak w tunerach TSH-104.

Dotknięcie palcem dowolnego czujnika sensorowego S1...S4 powoduje zgaśnięcie żarówki Ż1 i zapalenie się żarówki odpowiadającej dotkniętemu czujnikowi oraz zmianę napięcia regulacyjnego. Odbierana jest wtedy stacja, którą uprzednio zaprogramowano za pomocą potencjometru współpracującego z dotkniętym czujnikiem (jeden z potencjometrów P1...P4). Dotknięcie czujnika oznaczonego napisem „Ręczne" (SO) powoduje powrót do początkowego stanu połączeń, czyli przejście do stanu umożliwiającego ręczne dostrajanie do pożądanej stacji za pomocą potencjometru R415.

Układ z tranzystorem T301 spełnia funkcję wzmacniacza prądowego sterującego wychyłowy wskaźnik częstotliwości, do której w danym momencie został dostrojony tuner.



Schemat ideowy tunera TSH-105

Układ zrealizowany z tranzystorami T302, T303 i T210 służy do blokowania (wyciszania) wzmacniacza pośr.cz. FM na czas przełączania sensorowego. Tranzystor T210 jest montowany na płytce pośr.cz. FM.
Sygnał o pośr.cz. 10,7 MHz wydzielany złożonym filtrem pasmowym, zrealizowanym z elementów LC i filtru ceramicznego F201, jest doprowadzany do wzmacniacza pośr.cz. pracującego z układami scalonymi US201, US202 i tranzystorem T201. Z tranzystorem T201 pracuje wzmacniacz-ogranicznik i dyskryminator oraz układ wyciszania szumów (ciche strojenie). Między układami scalonymi znajduje się drugi filtr ceramiczny 10,7 MHz (F202). Zapewnia on odpowiednio dużą selektywność wzmacniacza pośr.cz.
Układy scalone US201 i US202 są zasilane przez tranzystor T202. Zapewnia on odpowiednią wielkość napięcia zasilającego.
Z tranzystorem T203 i diodą D202 pracuje detektor poziomu sygnału. Do jego wyjścia jest przyłączony wychyłowy wskaźnik dostrojenia AM/FM oraz baza tranzystora T211 pracującego w układzie wyciszania.
Jeżeli układ wyciszania jest wyłączony (zwarte kontakty 2 i 3 przełącznika „wyciszanie"), to baza tranzystora T211 jest polaryzowana ujemnym napięciem przez rezystor R225 powodując jego przewodzenie. Zapewnia to połączenie rezystora R213 z masą i w efekcie przewodzenie tranzystora T201.
Jeżeli układ wyciszania zostanie włączony, a sygnał wejściowy będzie mały (tuner nie został dostrojony do stacji lub gdy nawet został dostrojony, ale poziom odbieranego sygnału jest mały), to tranzystor T211 nie będzie przewodził. Nie będzie też przewodził tranzystor T201 (wyciszenie). Większy sygnał wejściowy powoduje wzrost potencjału na bazie tranzystora T211 i jego przewodzenie. Przewodzi wtedy również i tranzystor T201. Sygnał pośr.cz. FM nie jest już wtedy blokowany.
Diody D204 i D205 pracują w układzie detektora stosunkowego. Z wyjścia tego detektora są doprowadzane napięcia do układu ARCz i napięcie m.cz., które po wzmocnieniu w układzie pracującym z tranzystorem T205 steruje dekoder stereofoniczny.
Dekoder pracuje z układem scalonym US204. Jest on typu PLL pracującym w układzie macierzowym z synchronizacją fazy napięcia podnośnej. Układ składający się z elementów C257, R256 i R257 zapewnia zewnętrzną synchronizację fazy generatora podnośnej. Do ustalenia progu zaskoku synchronizacji generatora służy potencjometr R257. Dekoder ma automatyczny przełącznik mono–stereo.
Elementy C251 i R253 oraz C250 i R252 znajdujące się na wyjściu dekodera spełniają funkcje układów deemfazy.
Z tranzystorami T206 i T207 zrealizowano wzmacniacze korekcyjne (lewy i prawy kanał) eliminujące niepożądane produkty złożonego sygnału stereofonicznego.
Tor AM został zrealizowany z tranzystorami T401, T402, T208 i T209 oraz z układem scalonym US401. Tranzystor T401 pracuje w układzie wtórnika źródłowego dopasowującego obwody wejściowe do wzmacniacza w.cz. Wzmacniacz w.cz., mieszacz, heterodyna oraz wzmacniacz pośr.cz. 465 kHz znajdują się w układzie scalonym. W układzie tym znajduje się także układ umożliwiający przyłączenie wskaźnika dostrojenia. Wzmacniacz w.cz. i wzmacniacz pośr.cz. są objęte ARW. Napięcie regulacyjne do wzmacniacza w.cz. jest pobierane ze specjalnego detektora zrealizowanego z diodą D402, a do wzmacniacza pośr.cz. z detektora AM pracującego z diodą D401.
Do wyprowadzeń 4, 5 i 6 układu scalonego US401 są przyłączone obwody rezonansowe heterodyny. Odpowiednią selektywność wzmacniacza pośr.cz. zapewnia filtr hybrydowy typu FCH-465-02. Z tranzystorami T402, T208 i T209 pracują wzmacniacze m.cz. toru AM.
W tunerze zastosowano wydzielony blok funkcjonalny zasilacza w skład którego wchodzą:
- jednopołówkowy zasilacz stabilizowany +30 V zrealizowany z diodą D702 i tranzystorami T701, T702 i T703. Napięcie odniesienia dla zasilacza zapewnia układ scalony US701. Napięcie to jest jednocześnie wykorzystywane do zasilania układów programowania i przełączania sensorowego, a za jej pośrednictwem – do przestrajania warikapów w głowicy UKF w tunerach TSH-105 i TSH-113. W tunerze TSH-104 napięcie do przestrajania warikapów jest pobierane bezpośrednio z zasilacza;
- zasilacz stabilizowany +12 V zrealizowany z diodami D704...D707 i tranzystorami T704, T705 i T706. Napięcie odniesienia dla zasilacza jest pobierane z układu scalonego US701 (jak w poprzednim przypadku). Napięcie +12 V jest doprowadzone do płytki wzmacniacza pośr.cz. FM, dekodera i do wskaźników świetlnych przełącznika sensorowego;
- zasilacz stabilizowany –12 V zrealizowany z diodą D703 i diodą Zenera D701 wykorzystywany do zasilania głowicy UKF i stopni pracujących z tranzystorami T211, T302 i T303.

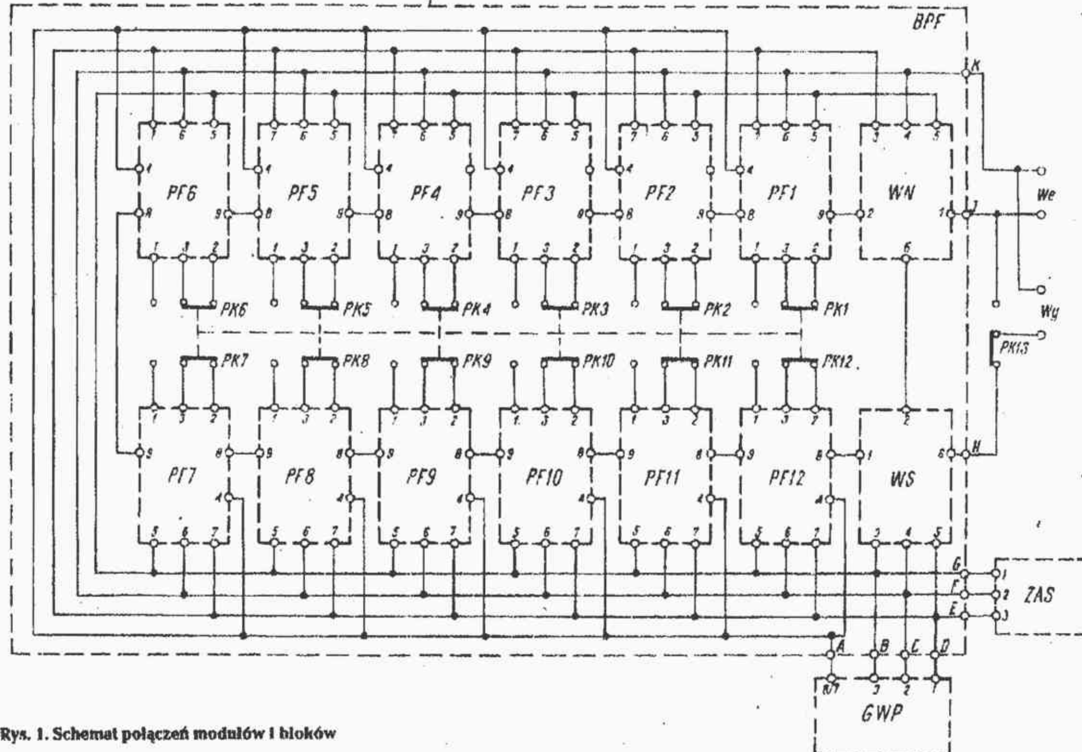
Tunery TSH-104 i TSH105 są wyposażone w gniazda antenowe symetryczne (300 Ω), a tuner TSH-113 w gniazdo koncentryczne (75 Ω).

Z.B.

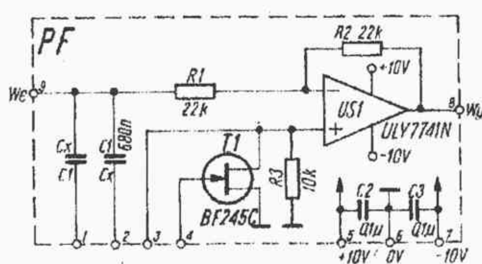
GRZEGORZ WODZINOWSKI

Przesuwnik fazowy do elektronicznych instrumentów muzycznych

Jednym z układów wzbogacających barwę dźwięku elektronicznych instrumentów muzycznych jest regulowany przesuwnik fazowy. Za pomocą tego urządzenia można uzyskać charakterystyczne „pływanie" dźwięku podobne w swojej istocie do efektu Dopplera.
Coraz bardziej dostępne scalone wzmacniacze operacyjne krajowej produkcji typu ULY7741N umożliwiają wykonanie stosunkowo prostego w konstrukcji, a mającego duże walory użytkowe, układu.
Opisany przesuwnik jest układem mającym bardzo duże maksymalne przesunięcie fazy, wynoszące 12×180° = 2160°.
Podczas projektowania urządzenia przyjęto zasadę konstrukcyjną modułowo-blokową. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość „upakowania" elementów w obudowie o stosunkowo małej powierzchni podstawy oraz ograniczenie do niezbędnego minimum połączeń przewodowych.
Zasadę działania urządzenia ilustruje schemat blokowy na rysunku 1.
Sygnał akustyczny pochodzący z instrumentu muzycznego lub przedwzmacniacza mikrofonowego zostaje doprowadzony do modułu przekształtnika impedancji WN, który zmienia wielką impedancję wejściową rzędu 100 kΩ na małą impedancję

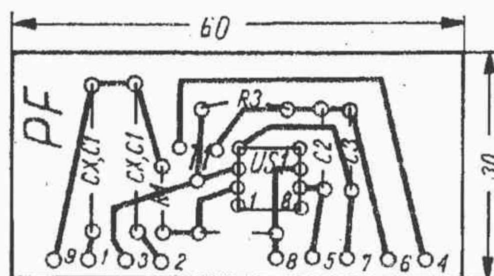


Rys. 1. Schemat połączeń modułów i bloków

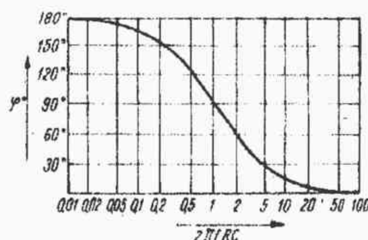


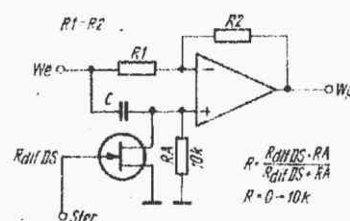
	Cx
PF1	1µ
PF2	0,82µ
PF3	0,68µ
PF4	0,47µ
PF5	0,33µ
PF6	0,22µ
PF7	0,15µ
PF8	0,1µ
PF9	82n
PF10	68n
PF11	47n
PF12	33n

Rys. 2. Schemat modułu przesuwnika fazowego PF



Rys. 3. Płytka montażowa modułu PF (widok od strony druku)



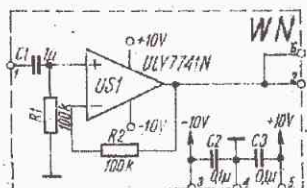


Rys. 4. Wyjaśnienia działania przesuwnika fazowego

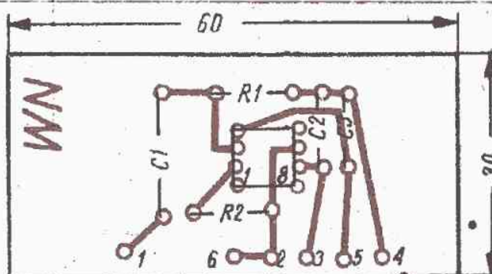
wyjściową potrzebną do sterowania łańcucha przesuwników fazowych PF1...PF12. Przesunięty w fazie sygnał po wyjściu z ostatniego przesuwnika PF12 trafia do modułu wzmacniacza sumującego WS, który miesza sygnał bezpośredni, doprowadzony z wejścia całego układu, z sygnałem przesuniętym w fazie. Regulacja przesunięcia fazowego w poszczególnych modułach PF jest realizowana przez zmianę rezystancji dren–źródło tranzystora polowego T1 (patrz rys. 2). Tranzystor ten jest sterowany napięciem o przebiegu trójkątnym, piłokształtnym lub prostokątnym, uzyskiwanym w module generatora wolnych przebiegów (GWP); moduł ten zawiera również układ do ręcznej regulacji napięcia sterującego. Całość zasilana jest z modułu ZAS – symetrycznego zasilacza 10 V. Moduły PF (rys. 2 i 3) są typowymi przesuwnikami fazowymi skonstruowanymi ze scalonymi wzmacniaczami operacyjnymi; zasadę działania takiego przesuwnika ilustruje rys. 4. Z wykresu wynika, że przesunięcie fazowe sygnału zależy od rezystancji R, równoległego połączenia R_A i $R_{dif\ DS}$, pojemności kondensatora C oraz częstotliwości sygnału f. Rezystancja R zmienia się w zakresie od 10 kΩ do kilku omów. Jeżeli kondensator C we wszystkich przesuwnikach ma jednakową wartość (C1 = 680 nF), wtedy cały łańcuch przesuwników ma jednakową charakt... kę, a przy różnych wartościach kondensatora C (1 ...

każdy przesuwnik ma inną charakterystykę. Na podstawie wykresu i zamieszczonych wzorów można prześledzić zachowanie się poszczególnych przesuwników w czasie doprowadzania do wejścia łańcucha przesuwników sygnału w określonych częstotliwościach. Należy przy tym pamiętać, że rezystancja R zmienia się jednocześnie we wszystkich przesuwnikach i jest mniej więcej wszędzie jednakowa.

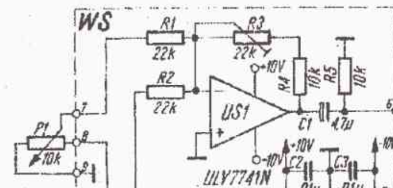
Moduł WN jest typowym układem wtórnika napięciowego utworzonym w oparciu o wzmacniacz operacyjny. Również wzmacniacz sumacyjny WS jest układem typowym nie wymagającym bardziej szczegółowych objaśnień (rys. 5, 6, 7, 8).



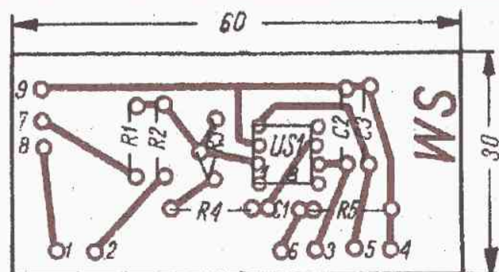
Rys. 5. Schemat modułu wtórnika napięciowego WN



Rys. 6. Płytka montażowa modułu WN (widok od strony druku)



Rys. 7. Schemat modułu wzmacniacza sumującego WS



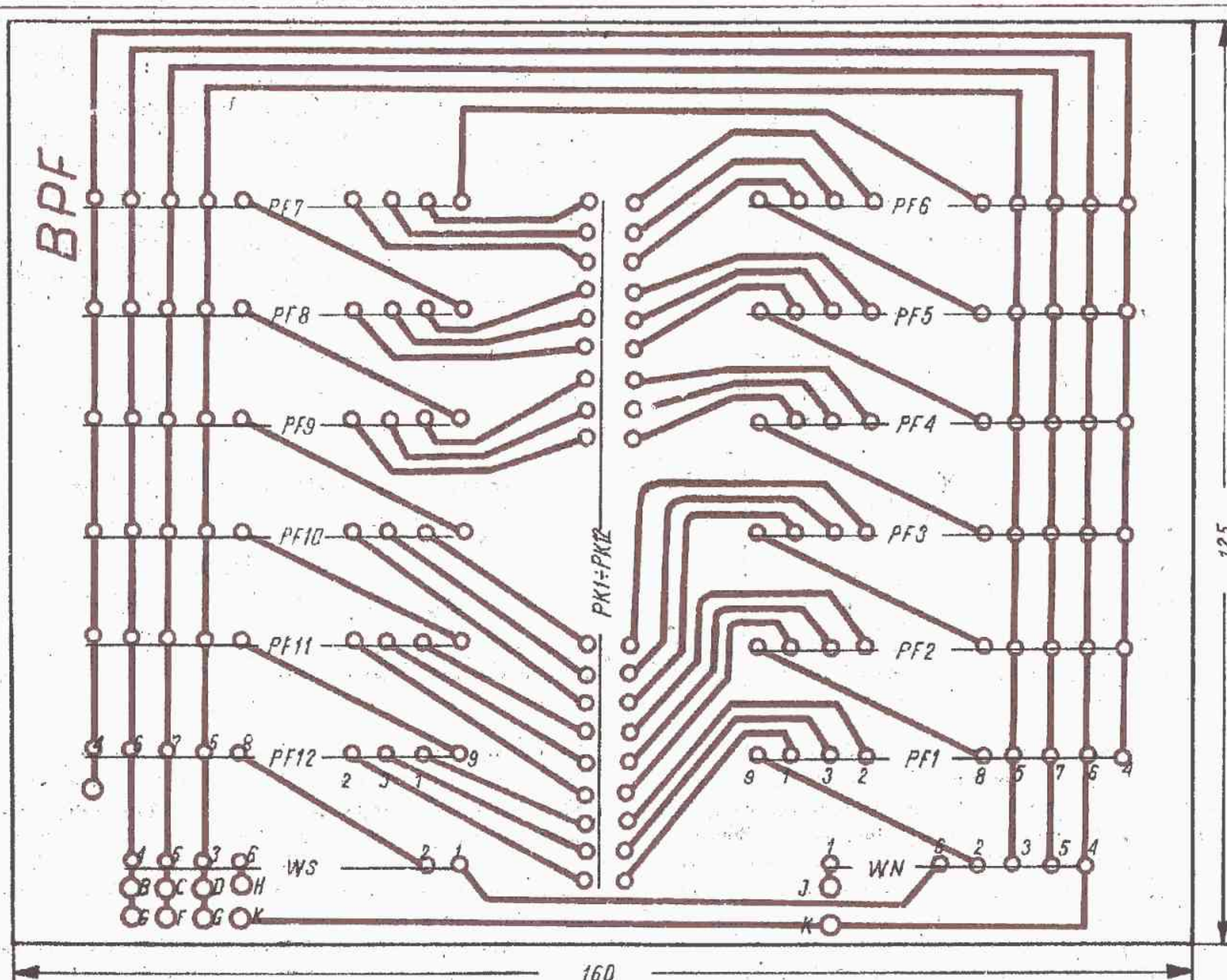
Rys. 8. Płytka montażowa modułu WS (widok od strony druku)

Układy przesuwników, wtórników napięciowych i wzmacniaczy sumacyjnych opisano bardzo przystępnie w literaturze [1] (str. 95, 97 i 101).

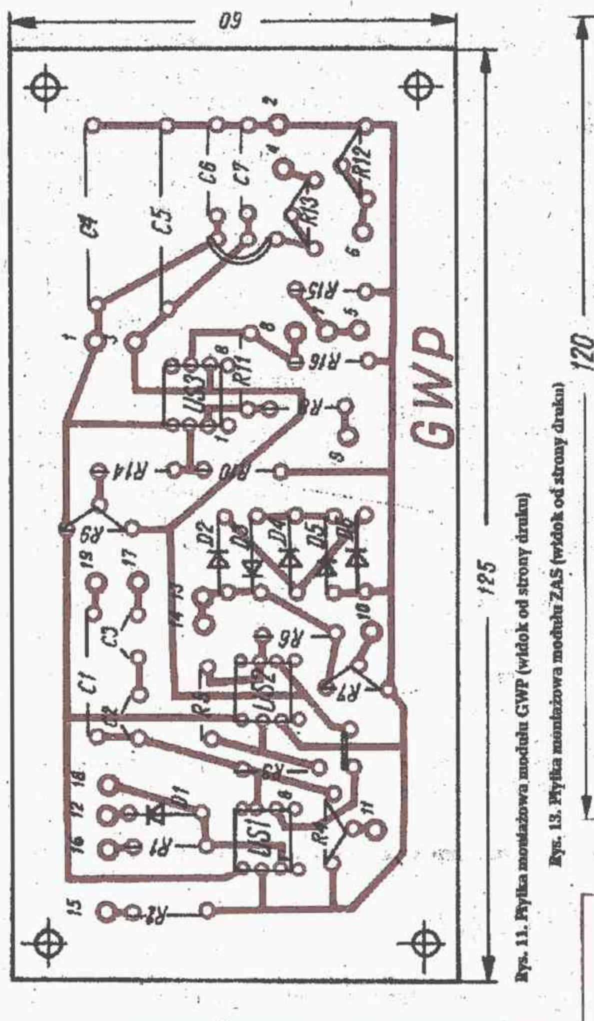
Moduły WN, PF, WS tworzą blok przesuwników fazowych BPF (rys. 9 i 1). W całym bloku regulacji podlega tylko jeden element, a mianowicie rezystor nastawny R3 w module WS; należy tak ustawić jego wartość, aby wzmocnienie całego bloku było równe jedności. Potencjometr P1 w module WS reguluje stosunek sygnału wejściowego do sygnału przesuniętego w fazie.

Przełącznik PK13 (rys. 1) służy do wyłączania całego układu z obwodu instrumentu muzycznego.

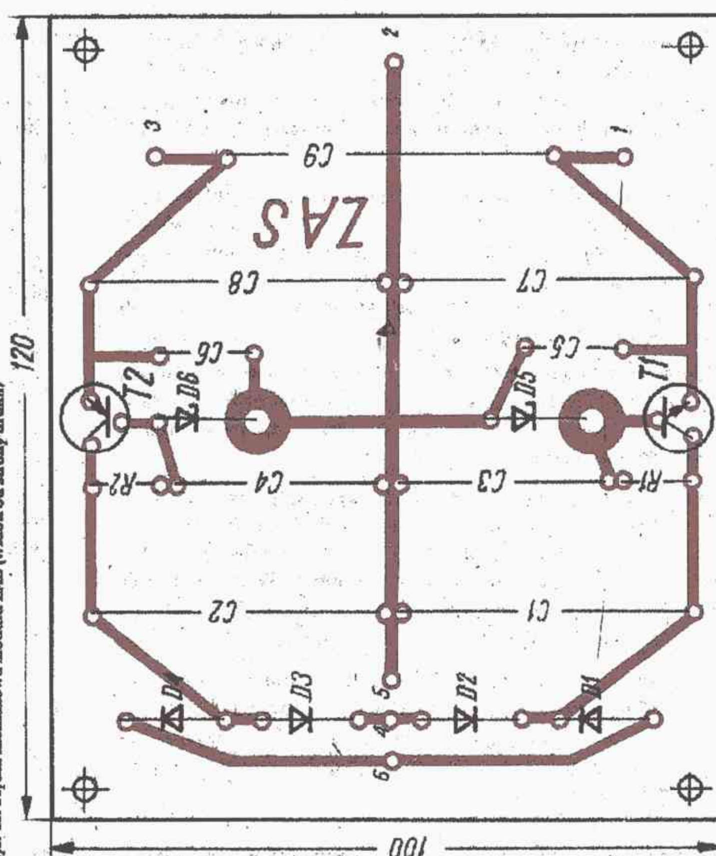
Płytki modułów WN, PF i WS (rys. 3, 6 i 8) po wlutowaniu elementów należy, za pomocą odcinków drutu srebrzonego, zamocować pod kątem 90° w płytce bloku BPF. Podczas montażu płytek modułowych PF należy je ponumerować. W płytkach PF1...PF6 należy kondensatory C1 i Cx montować tak, aby Cx łączył się z nóżką 1 modułu, kondensator C1 z nóżką 2 modułu. W płytkach PF7...PF12 kondensatory te należy umieszczać odwrotnie. Takie ułożenie kondensatorów Cx i C1 spowodo-



Rys. 9. Płytka montażowa bloku przesuwników fazowych BPF (widok od strony druku)

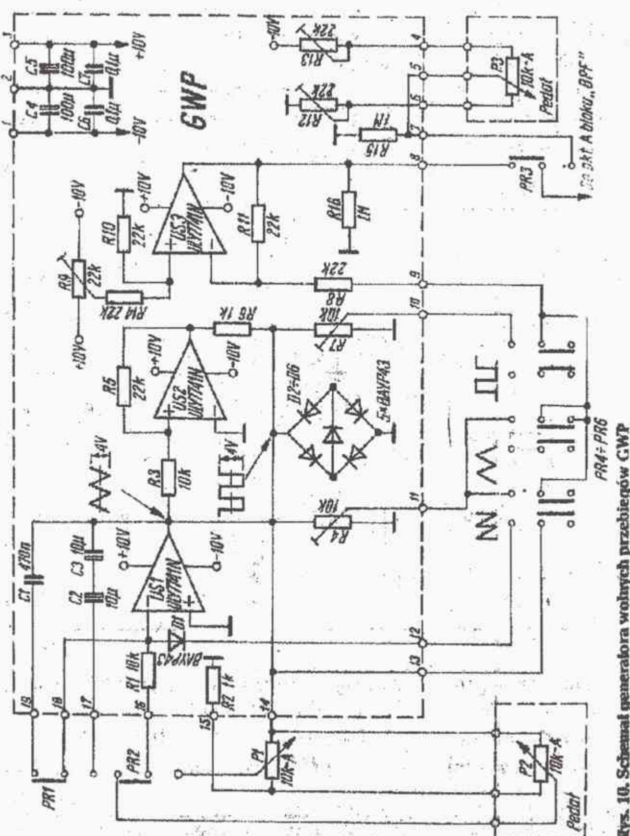


Rys. 11. Płytka montażowa modułu GWP (widok od strony druku)

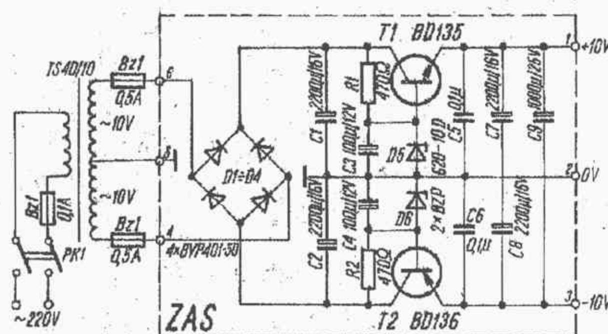


Rys. 13. Płytka montażowa modułu ZAS (widok od strony druku)

wane jest sposobem przyłączenia nóżek modułów PF1...PF12 do przełączników PK1...PK12. W tym układzie, przy zwolnionym przełączniku typu „Isostat" w modułach PF, włączone będą kondensatory Cx, a przy wciśniętym – kondensatory C1. W płytkę bloku BPF wmontowany jest zespół S6 dwóch przełączników typu „Isostat" umiejscowionych jeden za drugim, spełniających funkcję przełączników PK1...PK12. Wykonano to w taki sposób, że za pierwszym z brzegu płytki „Isostatem" typu „niezależny" wlutowano drugi identyczny przełącznik, tylko bez szyn mocujących, natomiast ze sprężyną i mocującą ją, na przesuwce, blaszką. Taki układ montażu powoduje przenoszenie położenia pierwszego „Isostatu" na drugi.



Rys. 10. Schemat generatora wolnych przebiegów GWP



Rys. 12. Schemat zasilacza – moduł ZAS

Generator wolnych przebiegów GWP (rys. 10 i 11) skonstruowano w oparciu o układ wzmacniacza całkującego, czyli integratora US1, sterowanego przez wzmacniacz operacyjny układu scalonego US2, tworzącego wraz z zespołem diod D2...D6 układ komparatora. Amplituda prostokątnego przebiegu napięcia wyjściowego komparatora steruje ładowaniem

i rozładowaniem kondensatora C1 lub C2,3 integratora. Włączenie diody D1 powoduje przekształcenie przebiegu trójkątnego w przebieg piłowy; od kierunku włączenia diody D1 zależy czy „piła" będzie miała zbocze narastające czy opadające.

Przełącznikiem PR1 zmienia się zakres pracy generatora, przy włączonym kondensatorze C1 generowane są przebiegi o częstotliwości 2...20 Hz, przy włączonym kondensatorze C2,3 częstotliwość wynosi 0,2...2 Hz. Częstotliwości te odpowiadają przebiegom trójkątnym i prostokątnym, przebiegi piłowe mają częstotliwość dwa razy większą.

Płynna regulacja częstotliwości jest sterowana za pomocą potencjometrów: P1 umieszczonego w obudowie i P2 zamontowanego w pedale; przełącznikiem PR2 wybiera się jeden z tych potencjometrów.

Do sterowania przesuwników wykorzystano tranzystory FET z kanałem *n*, typu BF245C; do sterowania ich potrzebne jest napięcie o wartości -4 V do -6 V. Zamiast nich można zastosować tranzystory polowe z kanałem *n* lub *p*. W tym celu tak zaprojektowano GWP, że można z niego uzyskiwać przebiegi o amplitudzie do 4 V usytuowane dowolnie względem osi 0 V.

Służy do tego celu wzmacniacz US3 pracujący w układzie wzmacniacza różnicowego. Do ustalenia potrzebnej amplitudy przebiegu trójkątnego i piłokształtnego służy rezystor nastawny R4; przebieg prostokątny jest regulowany przez rezystor nastawny R7.

Wybrany za pomocą zespołu zależnych „Isostatów" PR4...PR6 przebieg trafia do wzmacniacza różnicowego o wzmocnieniu równym jedności. W tym wzmacniaczu przebieg zostaje przesunięty pod oś lub nad oś „0"; przesunięcie to reguluje się rezystorem nastawnym R9. Przebieg ze wzmacniacza różnicowego trafia następnie do przełącznika PR3, który służy do wyboru rodzaju regulacji przesuwników, automatycznej, czyli sterowanej przez generator, lub nożnej – za pomocą potencjometru P3 napędzanego pedałem.

Rezystory nastawne R12 i R13 służą do ustalenia górnej i dolnej wartości napięcia sterującego. Na płytce modułu GWP (rys. 11) przewidziano włączenie za pomocą zwory rezystora R13 do napięcia dodatniego lub ujemnego.

Zasilacz (rys. 12 i 13) jest urządzeniem typowym nie wymagającym bardziej szczegółowego opisu. W tej wersji zasilacza przewidziane jest napięcie wyjściowe +10 V i -10 V. W gruncie rzeczy do zasilania układów przesuwnika można używać dowolnego symetrycznego zasilacza o napięciach wyjściowych 9 V do 15 V i dopuszczalnym obciążeniu równym 100...200 mA.

Opisany powyżej układ nie ustępuje parametrami układom fabrycznym.

LITERATURA

[1.] Nadachowski M. i Kulka Z. – Analogowe układy scalone. WKŁ, W-wa 1979.

[2.] Miłosz A. – Uniwersalny wzmacniacz operacyjny typu ULY7741N. „Radioelektronik" nr 10/1980.

Proste wzmacniacze mikrofonowe

W miesięczniku „Funkamateur" były opisane dwa amatorskie wzmacniacze mikrofonowe★, których schematy mogą być wykorzystane przez Czytelników „Re". Oba przedstawione na rysunku układy są przeznaczone do współpracy z mikrofonem dynamicznym o impedancji wewnętrznej 200 Ω lub większej.

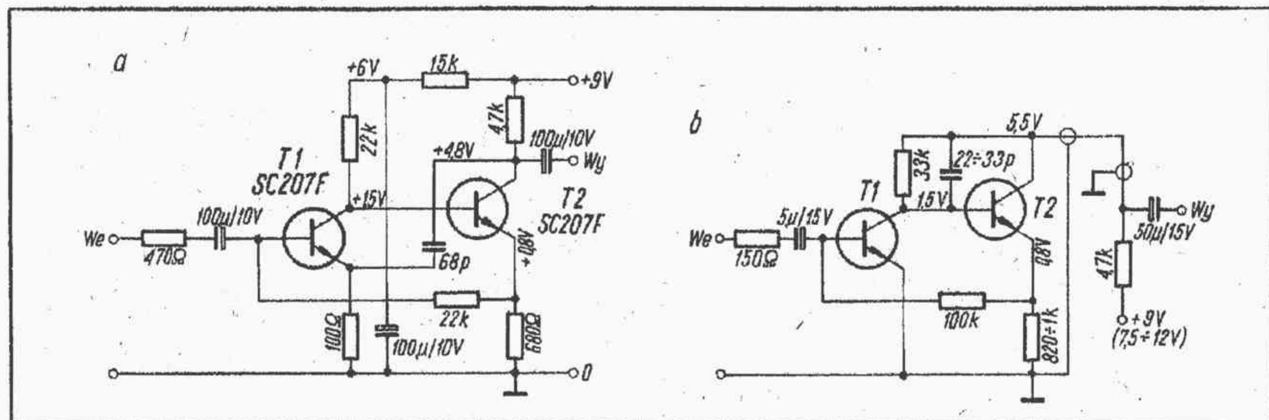
np. w domowych instalacjach do łączności między pomieszczeniami.

Wobec bardzo małej wartości pobieranego prądu oba układy mogą być zasilane z miniaturowej baterii o napięciu 9 V.

W razie wbudowania wzmacniacza mikrofonowego do innego urządzenia i zasilania z prostownika, zaleca się zastoso-

Dane techniczne układu z rys. (a) są następujące:

- pasmo przenoszenia: 10...18 000 Hz,
- największa wartość napięcia wyjściowego: 1,2 V,
- współczynnik zawartości harmonicznych przy największej wartości napięcia wyjściowego: 0,8%,



Układ pierwszy (a) ma lepsze parametry elektryczne, które podane są niżej. Układ drugi (b) skonstruowano pod kątem użycia minimalnej liczby elementów składowych. Nadaje się on do zastosowania w przypadkach, gdy nie jest istotna wysoka jakość odtwarzania dźwięku, a więc

wanie układu stabilizacji napięcia doprowadzanego do wzmacniacza mikrofonowego, za pomocą diody Zenera. Znamionowa wartość napięcia wyjściowego obu wzmacniaczy wynosi 100 mV.

Zaleca się zastosowanie małoszumnych tranzystorów (np. BC109, BC149).

- odstęp od poziomu szumów (odniesiony do 100 mV): 50 dB,
- wzmocnienie 44 dB (150-krotne),
- pobór prądu ze źródła zasilającego: 1,2 mA.

R.T.

★ Friedrich W. – Mikrofonverstärker in zwei Varianten. „Funkamateur" (NRD) nr 12/1980.

Cyfrowy multimetr przenośny – część I

BOGUSŁAW KALINOWSKI

Opisany w poniższym artykule przyrząd służy do pomiaru napięcia stałego, prądu stałego i rezystancji. Po wciśnięciu klawisza oznaczonego symbolem diody, możliwy jest pomiar spadku napięcia na złączu półprzewodnikowym, jeśli spadek ten nie przekracza 2 V.

Przyrząd jest zasilany z wbudowanych akumulatorów. Pojemność zastosowanych akumulatorów wystarcza na około 6 godzin nieprzerwanej pracy miernika. Możliwa jest również praca miernika przy zasilaniu z sieci prądu zmiennego.

Opisany multimetr jest konstrukcją całkowicie amatorską, łatwą do wykonania przez zaawansowanego hobbystę-elektronika.

DANE TECHNICZNE

Podstawowe dane techniczne przyrządu zestawiono w tablicach 1...4, osobno dla każdej funkcji przyrządu.

Pole odczytowe: złożone ze wskaźników siedmiosegmentowych świecących czerwono, o wysokości cyfr 14 mm.

Dokładność pomiaru: uwarunkowana jest zastosowanym przetwornikiem A/D i przy podanym w opisie wynosi ±0,05% wartości odczytanej ±1 na ostatnim miejscu dziesiętnym.

Polaryzacja napięcia wejściowego: dodatnia lub ujemna. Polaryzacja ujemna jest sygnalizowana znakiem „minus", zapalającym się po lewej stronie najbardziej znaczącej cyfry odczytywanego wyniku pomiaru. Brak znaku „minus" oznacza polaryzację dodatnią.

Sygnalizacja przekroczenia zakresu: świecą się tylko dolne segmenty („d") trzech cyfr pola odczytowego.

Zasilanie: wbudowane akumulatory kadmowo-niklowe typu KBM 35/10 – 4 sztuki lub sieć prądu zmiennego 220 V/50 Hz.

Moc pobierana z akumulatorów: max ok. 0,34 W

Moc pobierana z sieci: 2,5 VA

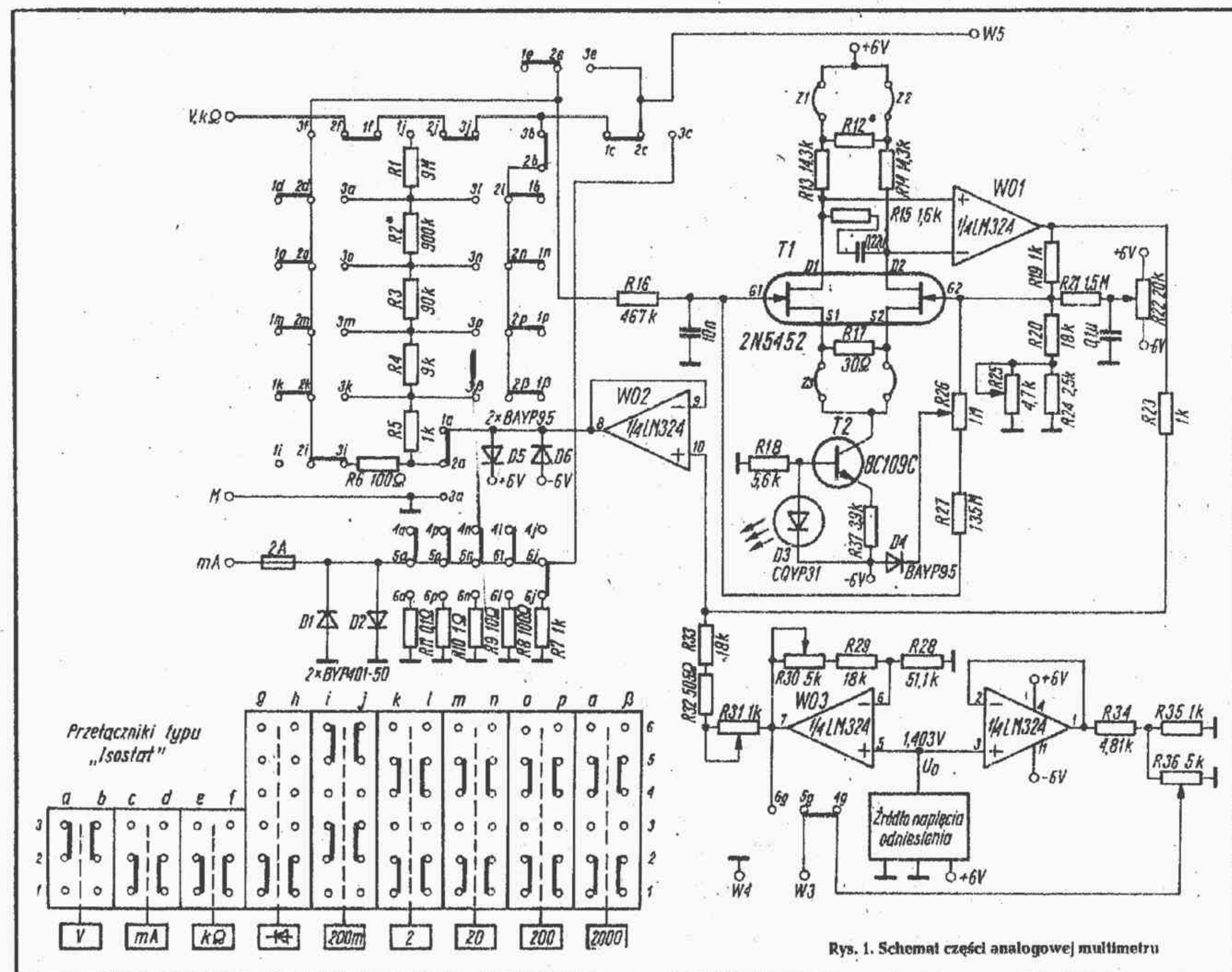
Masa: bez obudowy – 0,51 kg; w obudowie – 0,87 kg.

Wymiary zewnętrzne: 65×120×150 mm.

OPIS KONSTRUKCJI

Multimetr składa się z czterech płytek, w tym trzech drukowanych, które umownie nazwano: płytką analogową, płytką cyfrową, płytką wskaźników oraz płytką prostowników. Układy umieszczone na płytce analogowej przedstawiono na rys. 1. Rysunek 2 ilustruje układy miernika umieszczone na pozostałych płytkach.

Płytka analogowa (rys. 3a,b) zawiera:
– wejściowy dzielnik napięcia,
– boczniki prądowe,
– przetwornik rezystancja-napięcie,



Rys. 1. Schemat części analogowej multimetru

Pomiar napięcia stałego Tablica 1

Zakres pomiaru	Wskazanie maksymalne	Rezystancja wejściowa
200 mV	199.9	1 GΩ
2 V	1.999	10 MΩ
20 V	19.99	10 MΩ
200 V	199.9	10 MΩ
2000 V*)	1999	10 MΩ
2 V = (200 m) **)	1.999	1 GΩ

*) Miernik nie był używany do pomiaru napięć większych niż 800 V.
**) Oprócz klawiszy „V" i „200 m" należy wcisnąć klawisz oznaczony symbolem diody. Wynik jest wyświetlony w woltach (jest to dodatkowy zakres dwuwoltowy o dużej rezystancji wejściowej).

Pomiar prądu stałego Tablica 2

Zakres pomiaru	Wskazanie maksymalne	Rezystancja wewnętrzna
200 μA	199.9	1 kΩ
2 mA	1.999	100 Ω
20 mA	19.99	10 Ω
200 mA	199.9	1 Ω
2000 mA	1999	0,1 Ω

Pomiar rezystancji Tablica 3

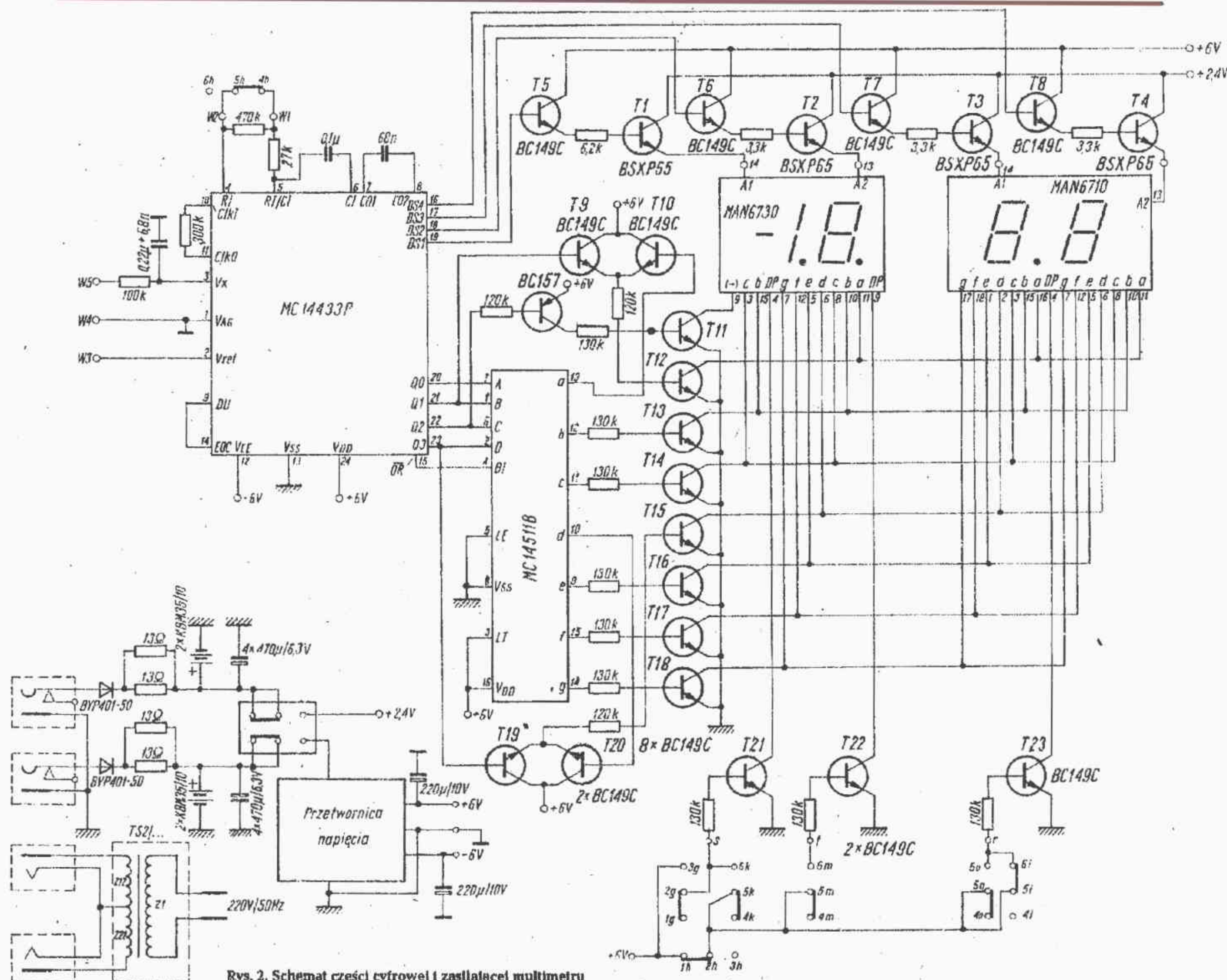
Zakres pomiaru	Wskazanie maksymalne	Prąd płynący przez badany rezystor
200 Ω	199.9	1 mA
2 kΩ	1.999	100 μA
20 kΩ	19.99	10 μA
200 kΩ	199.9	1 μA
2000 kΩ	1999	0,1 μA
20 MΩ = (2000)	1.999***)	0,1 μA

***) Zakres dodatkowy, umożliwiający pomiar rezystancji do 20 MΩ. Wynik odczytany ze wskaźnika należy pomnożyć przez 10, otrzyma się wtedy wartość rezystancji w MΩ.

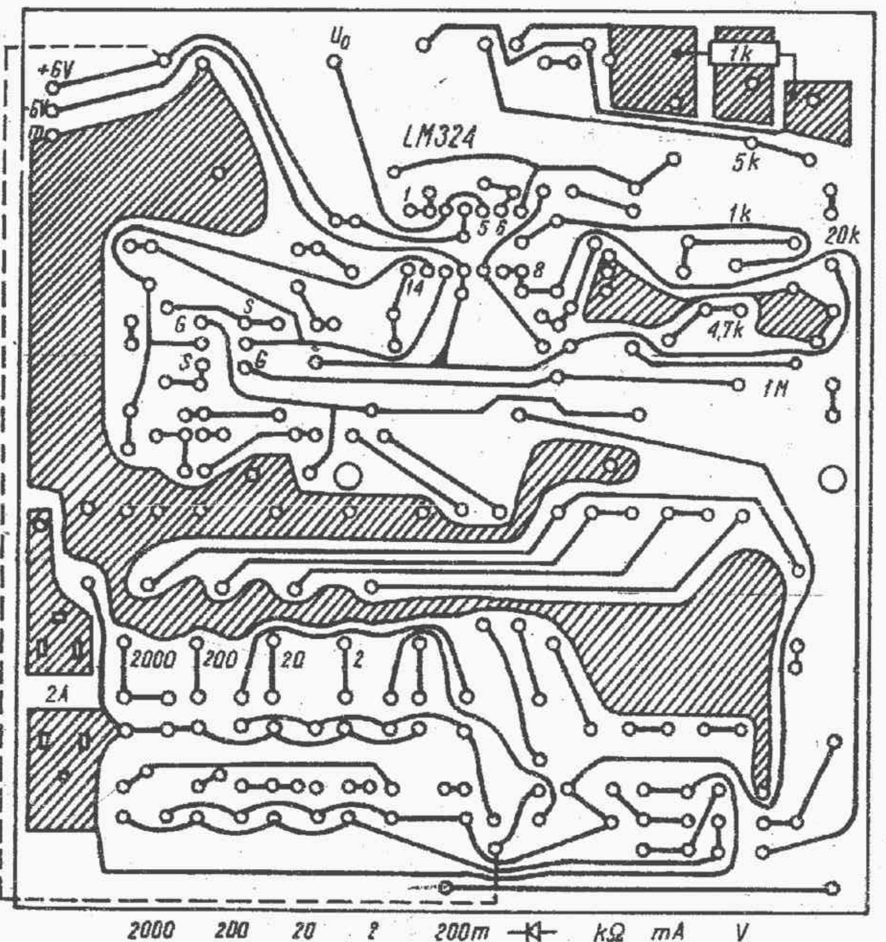
Pomiar spadku napięcia (w woltach) na złączu półprzewodnikowym*) Tablica 4

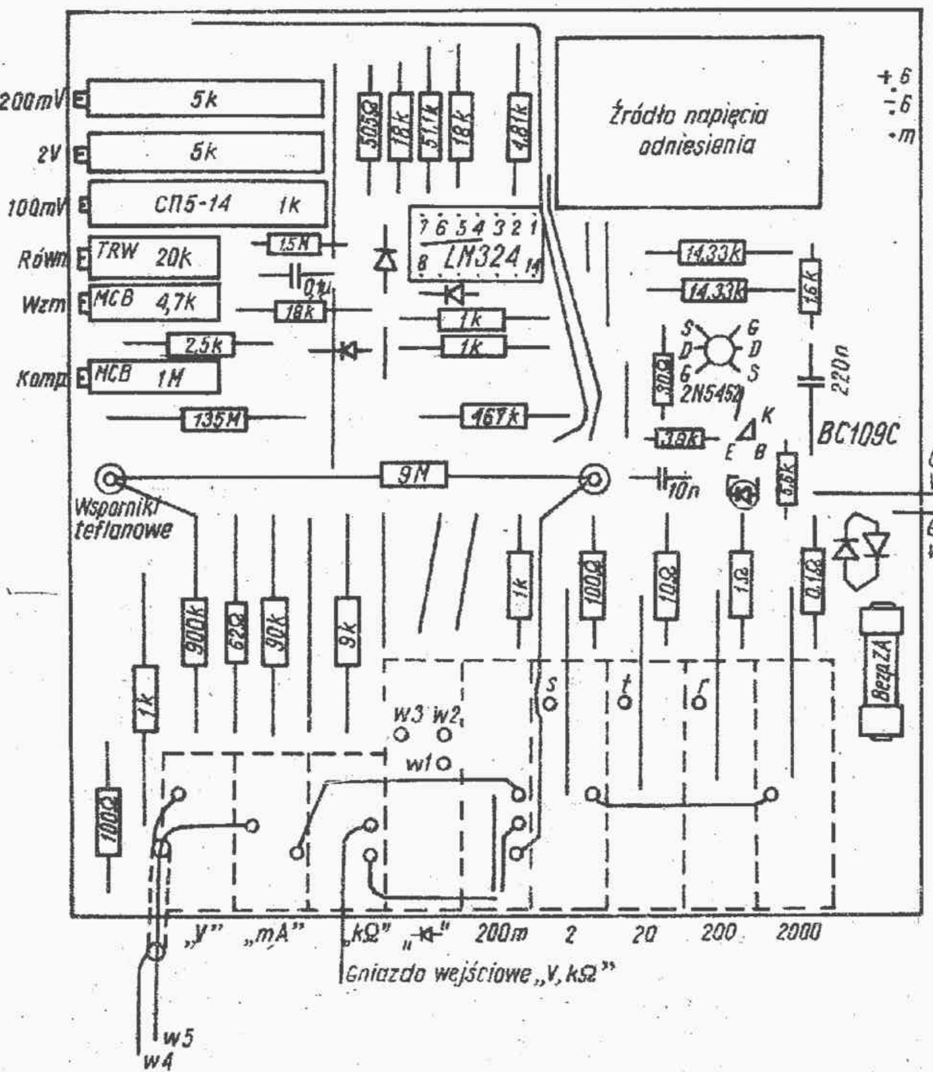
Klawisz zakresu	Wskazanie maksymalne	Prąd płynący przez element badany
200 m	1.999	1 mA
2	1.999	100 μA
20	1.999	10 μA
200	1.999	1 μA
2000	1.999	0,1 μA

*) Wciśnięte są klawisze „kΩ", „dioda" oraz odpowiedni klawisz zakresu



Rys. 2. Schemat części cyfrowej i zasilającej multimetru





Rys. 3. Płytka analogowa multimetru (skala 1:1)
a – od strony druku; linią przerywaną zaznaczono połączenie przewodem montażowym; b – od strony elementów

– źródło napięcia odniesienia wraz z układami zmieniającymi wartość napięcia odniesienia,

– przełącznik rodzaju pracy i zakresu pomiarowego.

Dokładność przyrządu zależy nie tylko od dokładnego wykonania przetwornika analogowo-cyfrowego, ale również od precyzyjnego wykonania rezystorów dzielnika napięcia oraz boczników. Dla założonej wypadkowej dokładności całego przyrządu ±0,05%, zastosowane rezystory należy wykonać przynajmniej z dokładnością ±0,02%.

Autor zastosował selekcjonowane i dobierane rezystory typu RM69Y (R1) i RM68Y (R2...R4) oraz R5 typu CASE/ORO-AW. Dla łatwiejszego dobrania potrzebnych wartości, rezystory R2...R5 są składane z dwu elementów połączonych szeregowo. W tym celu druk płytki został odpowiednio zaprojektowany.

Rezystor R1 (9 MΩ) dolutowano do łączówek umieszczonych na wspornikach teflonowych (rys. 3b).

Rezystory boczników prądowych nawinięto drutem manganinowym na płytkach tekstolitowych o wymiarach 20×12×1 mm.

Diody D1 i D2 oraz bezpiecznik 2A zabezpieczają boczniki przed zniszczeniem w razie źle wybranego zakresu pomiarowego.

Przy samodzielnym wykonywaniu boczników, szczególnie R11, należy zwracać uwagę na rezystancję ścieżek miedzianych prowadzących prąd oraz rezystancję zestyków przełącznika „2000".

W układzie przetwornika rezystancja-napięcie (rys. 1) pracują: wzmacniacz różnicowy z tranzystorem T1 i dwa wzmacniacze operacyjne układu scalonego LM 324, oznaczone symbolem WO1, WO2. Podobny przetwornik R/U zastosowano w multimetrze typu V535 produkcji Meratronik. Opis takiego układu można znaleźć w literaturze [1], lecz opis ten zawiera błędy.

Zasadę działania przetwornika przedstawiono na rys. 4.

Zakładając idealność wzmacniaczy operacyjnych W1 i W2 oraz dobierając rezystory R_A, R_B, R_C i R_D tak, aby:

$$\frac{R_A}{R_A+R_B} \cdot \frac{R_C+R_D}{R_D} = 1$$

usuniemy zależność prądu I_w od napięcia U_x:

$$I_w = \frac{U_w}{R_w} \cdot \frac{R_B}{R_A+R_B}$$

Stąd, mierzona rezystancja jest równa:

$$R_x = \frac{U_x}{I_w}$$

przy czym:

U_x – napięcie wskazywane przez miernik,

I_w – prąd płynący przez nieznany rezystor.

Ponieważ w proponowanym układzie jako R_w pracują rezystory wejściowego dzielnika napięcia o rezystancji przełączanej według ciągu 10^k, $k = 2,3...6$, natomiast $U_w = 2{,}000$ V, aby dla napięcia odniesienia $U_{ref} = 200{,}0$ mV doprowadzonego do nóżki 2 układu scalonego MC14433, wskazanie miernika odpowiadało liczbowo mierzonej rezystancji, musi być:

$$\frac{R_B}{R_A+R_B} = \frac{1}{20}$$

Stąd otrzymamy następującą zależność między R_A i R_B:

$$R_A = 19\,R_B$$

Podobnie otrzymamy:

$$R_C = 19\,R_D$$

Uważny czytelnik bez trudności zidentyfikuje na rys. 1 elementy układu z rys. 4:

W1 = WO1 + wzmacniacz różnicowy z tranzystorem T1;

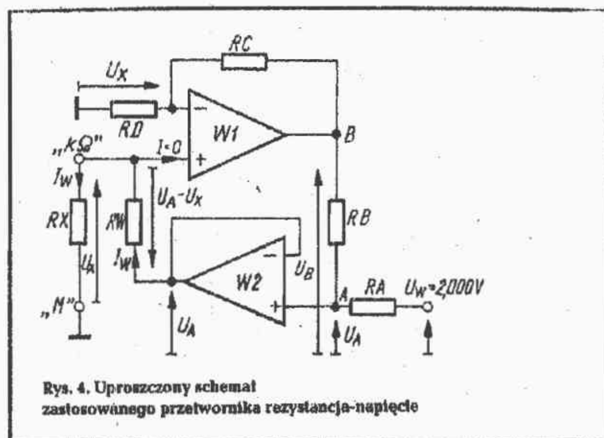
W2 = WO2;

$R_A = R_{31}+R_{32}+R_{33}$; $R_B = R_{23}$;

$R_C = R_{19}$; $R_D = R_{20}+R_{24}$ R_{25}

W rzeczywistym układzie przetwornika R/U użyto kilku potencjometrów nastawczych (wieloobrotowych) oraz dobrano wartości niektórych rezystorów.

Wartości rezystancji rezystorów R12 i R17 oraz położenia zwór $z_1...z_4$ zostały tak dobrane, aby skompensować niezrównoważenia wzmacniacza W1 w zakresie temperatur –10...+40°C.



Rys. 4. Uproszczony schemat zastosowanego przetwornika rezystancja-napięcie

Zastosowanie diody D4 i rezystorów R26, R27 umożliwia skompensowanie prądu polaryzacji bramki G1 tranzystora T1. Położenie suwaka rezystora R26 powinno być dobrane tak, aby zwieranie wejścia „kΩ" na masę nie powodowało zmiany napięcia na wyjściu WO1 (prąd upływu bramki G1 nie może płynąć przez rezystor R16).

Układ złożony z rezystorów R22 i R21 służy do kompensowania napięcia niezrównoważenia wzmacniacza WO2: pokręcamy śrubką w R22 tak długo, aż na wyjściu WO2 otrzymamy napięcie zerowe. Regulację należy przeprowadzić przy zwarciu wejścia „kΩ" na masę i zwarciu wyjścia WO3 na masę (bezpieczniej jest odłączyć rezystor R31 od wyjścia WO3 i zewrzeć go na masę).

Rezystorem R31 ustalamy stosunek R_A/R_B. Po zwarciu wejścia „kΩ" na masę ustalamy suwak rezystora R31 tak, aby napięcie na wyjściu WO2 osiągnęło wartość 100,0 mV. Regulację stosunku R_C/R_D przeprowadzamy rezystorem R25; jego suwak ustalamy w takim położeniu, aby napięcie na wyjściu WO2 ustaliło się na wartości 3000,0 mV, gdy do wejścia „kΩ" dołączymy napięcie +200,0 mV.

Regulacja za pomocą rezystorów R22, R25 i R31 są wzajemnie zależne i należy je powtórzyć przynajmniej dwukrotnie.

(Dc. w następnym nrze)

Elektroniczny termometr z liniową skalą

Pomiar temperatury za pomocą najczęściej stosowanych w domach termometrów rtęciowych lub alkoholowych bywa niekiedy dosyć kłopotliwy. Szklaną obudowę łatwo zbić, odczyt temperatury jest niewygodny, a i umieszczenie termometru w miejscu pomiaru, szczególnie jeśli jest ono trudniej dostępne, przysparza nieraz kłootów. problemy te może rozwiązać elektronika.

Bez większych trudności można skonstruować termometr, którego działanie opiera się na układzie elektronicznym. W technice przemysłowej stosuje się różnego rodzaju czujniki temperatury współpracujące z układem elektronicznym: termopary, czujniki oporowe, termistory, elementy półprzewodnikowe. Do praktycznych, nieprofesjonalnych zastosowań nadają się szczególnie czujniki termistorowe i elementy półprzewodnikowe. Zaletą tych pierwszych są duże zmiany rezystancji w funkcji temperatury, natomiast poważną wadą – nieliniowa zależność obydwu wielkości, to znaczy zmiany rezystancji nie są wprost proporcjonalne do zmian temperatury.

W opisanym termometrze zastosowano jako czujnik element półprzewodnikowy, konkretnie diodę krzemową. Wykorzystano znaną właściwość krzemowego złącza p-n spolaryzowanego w kierunku przewodzenia, a mianowicie: zależność spadku napięcia na złączu od jego temperatury. Napięcie przewodzenia diody maleje o około 2 mV przy wzroście temperatury o 1°C. Ważną zaletą jest, że ten współczynnik nie zmienia się w szerokim zakresie temperatur.

Aby uniezależnić spadek napięcia na diodzie od innych czynników, musi być utrzymywana stała wartość prądu przewodzenia płynącego przez diodę. Warto podkreślić, że małe wymiary diody umożliwiają umieszczenie jej dokładnie w miejscu pomiary temperatury; długość przewodów łączących diodę z układem pomiarowym również nie jest krytyczna.

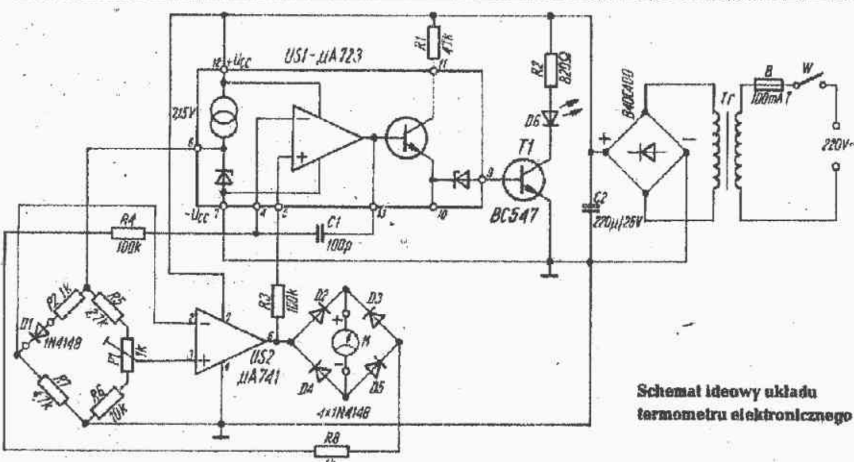
Schemat układu termometru przedstawiono na rys. 1.

Dioda – czujnik D1 jest umieszczona w gałęzi mostka pomiarowego zasilanego dokładnie stabilizowanym napięciem, pobieranym z końcówki 6 układu scalonego US1. Gdy mostek pomiarowy jest zrównoważony, obydwa wejścia wzmacniacza operacyjnego (końcówki 2 i 3 układu scalonego US2) mają ten sam potencjał.

Wyjście wzmacniacza opracyjnego (końcówka 6) jest połączone za pośrednictwem miernika M, rezystora R8 oraz elementów mostka pomiarowego (część potencjometru P2 i dioda D1), z odwracającym wejściem wzmacniacza (końcówka 2). Powstaje w ten sposób gałąź ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jeśli mostek jest w stanie równowagi, prąd w tej gałęzi nie płynie.

W przypadku, gdy temperatura czujnika D1 np. wzrośnie, to napięcie przewodzenia tej diody zmaleje (2 mV/°C). Napięcie zasilające mostek, czyli suma spadków napięć na elementach R7, D1, P2 nie ulega zmianie, wobec tego zmieniają się napięcia na elementach R7 i P2, wzrasta spadek napięcie na odwracającym wejściu wzmacniacza operacyjnego US2 (końcówka 2). Zmniejsza się wyjściowe napięcie wzmacniacza i popłynie prąd w obwodzie, w którym znajdują się: ślizgacz potencjometru P2, rezystor R8 oraz miernik M. Natężenie prądu jest miarą temperatury diody-czujnika D1.

Wcześniej wspomniano, że zmiany spadku napięcia przewodzenia diody są proporcjonalne do zmian temperatury diody, toteż miernik M można wyskalować w jednostkach temperatury, a skala będzie liniowa.



Schemat ideowy układu termometru elektronicznego

Gdy temperatura diody zmaleje i mostek pomiarowy zostanie wyprowadzony ze stanu równowagi w przeciwnym kierunku, to zmieni się kierunek prądu w obwodzie, w którym jest miernik. Mostek Graetza złożony z diod D2...D5 spowoduje, że miernik M wychyli się w tym samym kierunku co poprzednio.

Warunki pracy mostka pomiarowego ustala się w taki sposób, aby był zrównoważony dla temperatury czujnika 0°C, toteż początek skali miernika odpowiada temperaturze 0°C. W celu rozróżnienia pomiaru ujemnych i dodatnich temperatur zastosowano diodę świecącą D6. Do sterowania tej diody wysterowano wewnętrzny wzmacniacz operacyjny układu scalonego US2. Na wyjściu tego wzmacniacza następuje skok napięcia, gdy diody D3 i D4 przestają przewodzić, a diody D2 i D5 zaczynają. Zmiana napięcia wyjściowego powoduje wysterowanie tranzystora T1 i włączenie diody D6, która świeci gdy mierzone są ujemne temperatury.

Układ termometru jest zasilany przez prosty prostownik z transformatorem dostarczającym napięcie zmienne 12 V przy obciążeniu prądem 100 mA.

Jeżeli termometr ma mierzyć temperatury od –100°C do +100°C, należy zastosować miernik o poborze 1 mA przy pełnym wychyleniu; dla zakresu od –50°C do +50°C odopowiedni będzie miernik o poborze 0,5 mA. Do skalowania można wykorzystać dokładny termometr rtęciowy lub też wykorzystać charakterystyczne temperatury wody destylowanej: +100°C temperatura wrzenia, 0°C temperatura mieszaniny wody i lodu. Po umieszczeniu czujnika w temperaturze 0°C, ślizgacz potencjometru P1 należy ustawić w takim położeniu, aby wychylenie przyrządu było równe zeru. Ślizgacz potencjometru P2 powinien znajdować się przy tym w środkowym położeniu. Następnie czujnik zanurza się we wrzącej wodzie. Za pomocą regulacji potencjometrem P2 należy ustalić spadek napięcia na rezystorze R8, dokładnie 1 V.

Istnieje możliwość dostosowania tego termometru do współpracy z woltomierzem cyfrowym zamiast miernika analogowego, jednak dla uproszczenia zrezygnowano z omawiania takiego rozwiązania.

Podzespoły półprzewodnikowe użyte w układzie oryginalnym mogą być bez większych trudności zastąpione dostępnymi w kraju. Przy doborze elementów można się posłużyć poniższym wykazem:

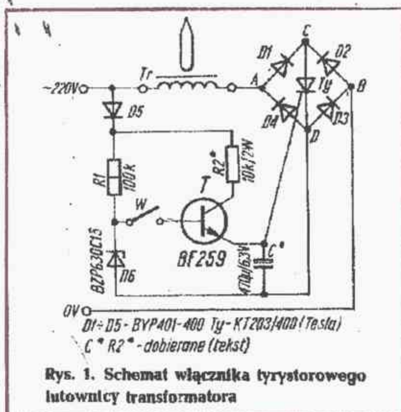
US1 – ULY7741N
US2 – MAA723, UL7523N
D1...D5 – BAYP61, BAYP95
D6 – CQYP40, CQP461 itp.
B40C400 – 4 diody BYP401-50
T1 – BC107, BC237

(Opracowano na podstawie „Elektor" nr 6/1980)

Włącznik tyrystorowy lutownicy transformatorowej

Opis dotyczy usprawnienia lutownicy transformatorowej Lutola 220V, 80 VA, 500°C produkcji Spółdzielni Pracy „Precyzja" w Łodzi.

Produkowane dotychczas lutownice transformatorowe mają tę właściwość, że podczas zwierania i rozwierania zestyków włącznika powstają silne zakłócenia radioelektryczne. Zakłócenia te występują najsilniej, gdy przy włączaniu w chwili zwarcia zestyków napięcie zasilające przechodzi przez „zero", zaś przy wyłączaniu, gdy w chwili rozwarcia zestyków prąd zasilający przechodzi przez „maksimum". Przy częstym użytkowaniu lutownicy transformatorowej w bezpośrednim sąsiedztwie czynnych odbiorników radiowych i telewizyjnych oraz urządzeń elektroakustycznych zakłócenia są bardzo dokuczliwe i zachodzi potrzeba ich wyeliminowania. W tym celu proponuje się wbudowanie do lutownicy układu (rys. 1), którego idea oparta jest na następujących zasadach:



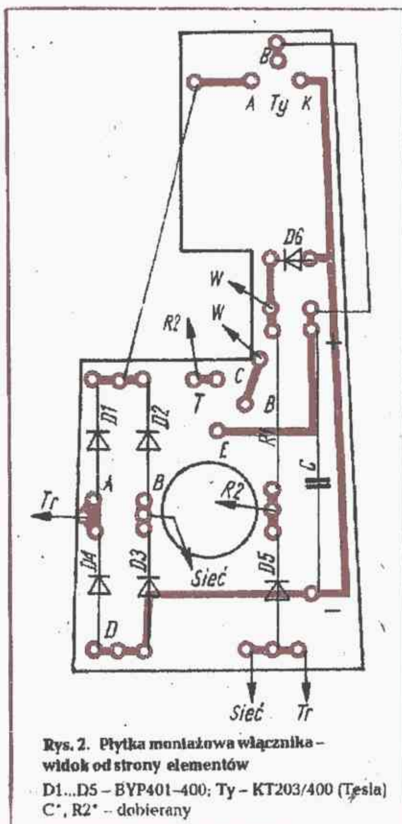
Rys. 1. Schemat włącznika tyrystorowego lutownicy transformatora

- element zestykowy (W) pracuje w obowodzie praktycznie czysto rezystancyjnym;
- wartość maksymalna prądu włączanego przez element zestykowy nie przekracza 3 mA;
- wartość maksymalna napięcia zwrotnego na zestykach przy przerwaniu obwodu nie przekracza 15 V;
- włączenie transformatora odbywa się przy napięciu bliskim wartości maksymalnej napięcia zasilającego;
- wyłączenie transformatora odbywa się przy przejściu prądu zasilającego przez „zero".

W stanie spoczynkowym układu w obwodzie D5, R1, D6, D3 płynie prąd wyprostowany jednopołówkowo o wartości średniej około 0,8 mA; zamknięcie włącznika W powoduje, że prąd ten przestaje płynąć przez diodę Zenera D6 i wpływa do bazy tranzystora T. W wyniku wysterowania tranzystora T narasta napięcie na kondensatorze C oraz wielkość prądu bramki tyrystora Ty. W trakcie narastania prądu bramki maleje wartość maksymalnego napięcia blokowania tyrystora i w pewnej chwili tyrystor włącza się przy napięciu anoda–katoda bliskim wartości maksymalnej napięcia zasilającego. Przy pierwszym przejściu prądu zasilającego przez „zero" tyrystor wyłącza się. Ponieważ jednak prąd bramki dalej narasta, tyrystor włącza się ponownie przy napięciu anoda–katoda niższym niż w pierwszym cyklu. W stanie ustalonym prądu bramki (ok. 8,5 mA) kąt przewodzenia tyrystora jest bliski 180°. W stanie przejściowym od pierwszego włączenia tyrystora kąt przewodzenia wzrasta od około 90° do około 180°.

Prąd bramki powinien być ustalony indywidualnie dla danego tyrystora przez odpowiednie dobieranie wartości elementów R2 i C. Przy prawidłowo dobranej wartości ustalonego prądu bramki różnica wartości skutecznych prądów obciążenia układu tradycyjnego i tyrystorowego nie przekracza 20 mA. Wyższe harmoniczne prądu obciążenia tłumione są przez transformator, dlatego nie jest konieczne stosowanie w układzie tyrystorowym dodatkowego filtru przeciwzakłóceniowego.

Otwarcie włącznika W powoduje, że zanika prąd bramki; w trakcie zanikania prądu bramki zwiększa się maksymalne napięcie blokowania tyrystora i w pewnej chwili przy przejściu prądu zasilającego przez „zero" tyrystor wyłącza się i trwale blokuje napięcie zasilające. W stanie przejściowym od chwili otwarcia włącznika W kąt przewodzenia tyrystora maleje od około 180° do około 90°. Jako włącznik W wykorzystano istniejący w lutownicy włącznik sprężynkowy.



Rys. 2. Płytka montażowa włącznika – widok od strony elementów
D1...D5 – BYP401–400; Ty – KT203/400 (Tesla)
C*, R2* – dobierany

Układ zmontowano na płytce drukowanej (rys. 2) i wbudowano w rękojeść lutownicy, przy czym rezystor R2, ze względu na wydzielaną w nim moc około 2 W, umieszczono w górnej części obudowy lutownicy, oddzielając go od rdzenia transformatora płytką izolacyjną. Należy zwrócić uwagę na dobór wielkości elementów tak, aby układ mógł zmieścić się w obudowie lutownicy, z zachowaniem wymogów bezpieczeństwa eksploatacji.

mgr inż. Zygmunt Olczyk

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 7–8 (254–255) LIPIEC–SIERPIEŃ 1981 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

KONFERENCJA I REGIONU IARU

W dniach od 27 kwietnia do 1 maja br. obradowała w Brighton, w Wielkiej Brytanii, kolejna konferencja I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej (IARU). Konferencje takie odbywają się co trzy lata; poprzednia – jak pamiętamy – obradowała w 1978 r. w Miszkolcu na Węgrzech i była w znacznej części poświęcona przygotowaniom światowego ruchu amatorów-krótkofalowców do konferencji WARC 79.

Tegoroczna konferencja za główne tematy obrad przyjęła – obok szeregu istotnych spraw sportowych i technicznych – jak najpełniejsze wykorzystanie przez amatorską służbę radiokomunikacyjną wyników WARC 79, podjęcie kroków zmierzających do przebudowy struktury organizacyjnej IARU w duchu demokratycznym, a także dalszy rozwój ruchu amatorskiego w krajach rozwijających się.

Na konferencję przybyły delegacje 34 krajów członkowskich I Regionu, dalszych 5 krajów było reprezentowanych przez pełnomocników. Z krajów socjalistycznych przybyły delegacje Bułgarii, Czechosłowacji, NRD, Polski Węgier, ZSRR. Łącznie z obserwatorami i obsługą techniczną prowadzoną przez RSGB liczba uczestników Konferencji przekroczyła 200 osób. Obecne było kierownictwo IARU z prezydentem Noelem Eatonem VE3CJ, przedstawiciele regionów II – Pedro Seidemann YV5BPG i III – David Rankin 9V1RH, a także najliczniejszych stowarzyszeń amatorskich spoza I Regionu: ARRL i JARL. Przybyli także oficjalni przedstawiciele Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej (ITU).

Obrady Konferencji toczyły się w salach hotelu „Metropole", gdzie również zamieszkała większość delegatów. Delegację PZK reprezentowali: mgr inż. Henryk Cichoń SP9ZD (przewodniczący delegacji), mgr inż. Wiesław Wysocki SP2DX, doc. dr Janusz Konopka SP5JC i mgr inż. Krzysztof Słomczyński SP5HS. Obecny był wiceprzewodniczący Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU, członek Zarządu Głównego PZK Wojciech Nietyksza SP5FM.

Uroczyste otwarcie Konferencji nastąpiło o godz. 10.00 w dniu 27 kwietnia. Przemówienia powitalne wygłosili: przewodniczący Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU Louis van den Nadort PAØLOU, były prezes i protektor RSGB Lord Wallace of Coslany, minister Stanu do Spraw Wewnętrznych w Rządzie J.K. Mości Timothy Raison, prezydent IARU Noel B. Eaton VE3CJ i prezes RSGB Basil O'Brien G2AMV.

Od południa 27 kwietnia do późnych godzin popołudniowych 29 kwietnia trwały obrady w komisjach, podkomisjach i grupach roboczych. Pracowały trzy podstawowe komisje: A (administracyjno-operatorska) pod przewodnictwem PAØLOU, B (ultrakrótkofalowo-mikrofalowa) pod przewodnictwem PAØQC i C (finansowo-mandatowa) pod przewodnictwem LX1JW. Jednocześnie obradowały podkomisje: krótkofalowa, mikrofalowa, satelitarna oraz stałe grupy robocze do spraw kompatybilności elektromagnetycznej, amatorskiej radiolokacji i popierania krótkofalarstwa w krajach rozwijających się. Czteroosobowa delegacja polska pracowała z dużym wysiłkiem, starając się brać czynny udział we wszystkich interesujących nas posiedzeniach.

Przedostatni dzień Konferencji był dniem przerwy; część delegatów udała się na zwiedzanie Londynu i okolic Brihgton, reszta pracowała przygotowując materiały i ustalając ostateczną formę dokumentów.

W dniu 1 maja odbyła się końcowa plenarna sesja Konferencji. Przedyskutowano na niej wnioski oraz projekty rezolucji i zaleceń przedstawione przez komisje tematyczne oraz dokonano wyboru władz I Regionu na następną, 3-letnią kadencję oraz ustalono miejsce następnej Konferencji. Odbędzie się ona w 1984 r. we Włoszech.

IARU REGION 1
CONFERENCE
BRIGHTON 1981



GB1IARU

Komitet Wykonawczy I Regionu IARU ukształtował się następująco:

Przewodniczący	– Louis v.d. Nadort PAØLOU
Wiceprzewodniczący	– Wojciech Nietyksza SP5FM
Skarbnik	– Stein Barlaug LA4ND
Sekretarz	– Roy F. Stevens G2BVN
Członkowie:	– H. Walcott-Benjamin EL2BA,
	– Juergen Roettger DJ3KR,
	– Mirko Mandrino YU7NQM

Przewodniczącymi stałych Grup Roboczych i koordynatorami I Regionu zostali:

d/s kompatybilności elektromagnetycznej – mgr inż. Henryk Cichoń SP9ZD
d/s popierania krótkofalarstwa w krajach rozwijających się – dr Ronald Eisenwagner OE3REB
d/s amatorskiej radiolokacji – mgr inż. Krzysztof Słomczyński SP5HS
d/s krótkofalowych – dr E.J. Allaway G3FKM
d/s ultrakrótkofalowych – Kees van Dijk PAØQC
d/s amatorskiej łączności satelitarnej – dr Andras Gschwindt HA5WH

Udział w Konferencji delegacji PZK został przez ogół delegatów i władze IARU oceniony wysoko. Zarówno przygotowane przez stronę polską dokumenty i wnioski jak i owocny, fachowy udział w pracach Konferencji przyczyniły się do dalszego umocnienia autorytetu Polskiego Związku Krótkofalowców na forum międzynarodowym. Efektem powyższego był ponowny wybór SP5FM na wysoką funkcję wiceprzewodniczącego Komitetu Wykonawczego I Regionu oraz ponowny wybór SP9ZD i SP5HS na przewodniczących Grup Roboczych.

A oto podajemy ważniejsze postanowienia Konferencji.

Tematyka Komisji A – administracyjno-operatorskiej

- Powołano do życia Grupę Roboczą d/s krótkofalowych pod przewodnictwem G3FKM. Stowarzyszenia członkowskie zostały zobowiązane do jak najszybszego ustalenia i zgłoszenia do sekretarza Regionu nazwiska swego delegata do Grupy KF. Zadaniem Grupy Roboczej będzie ogólna koordynacja i ustalanie zasad użytkowania pasm amatorskich poniżej 30 MHz łącznie z ustaleniem band-planów.
- Ustalono podział nowo wprowadzonych pasm KF:

pasmo 30 m:	10 100 kHz – 10 140 kHz	– tylko cw
	10 140 kHz – 10 150 kHz	– cw i RTTY
pasmo 17 m:	18 068 kHz – 18 110 kHz	– tylko cw
	18 110 kHz – 18 168 kHz	– cw i SSB
pasmo 12 m:	24 890 kHz – 24 930 kHz	– tylko cw
	24 930 kHz – 24 990 kHz	– cw i SSB

● Ograniczono do 250 W moc wyjściową nadajników w paśmie 30 metrów.

● Postanowiono nie organizować zawodów w paśmie 30 m, jednakże przeprowadzone w tym paśmie łączności będą uznawane do dyplomów amatorskich.

● Dopuszczono użycie w paśmie 30 m emisji SSB wyłącznie przez stacje biorące udział w akcjach doraźnych ratowania życia i mienia.

● Zalecono stowarzyszeniom członkowskim przenegocjowanie ze swymi administracjami telekomunikacyjnymi przyznania służbie amatorskiej pasm 18 i 24 MHz na zasadzie drugorzędności już od 1 stycznia 1982 r.

● Przyjęto standardowy wzór dziennika zawodów dla wszystkich zawodów KF w I Regionie.

● Wprowadzono poniższe kategorie w punkcie 4a regulaminu Polnego Dnia KF I Regionu: A – multioperator, moc licencyjna i B – multioperator, moc do 25 W input. W obu kategoriach można używać tylko jednego nadajnika i jednego odbiornika lub jednego transceivera i odbiornika pomocniczego.

● Zalecono publikowanie regulaminu Polnego Dnia KF we wszystkich periodykach amatorskich. Wyniki stacji z każdego kraju powinny być obliczone przez KF-managerów, zaś wyniki zbiorcze przesłane do I Regionu.

● Zalecono kontynuację Międzynarodowego Projektu Beaconów KF, prowadzonego przez Alana Taylora G3DME, a także rozpropagowanie projektu i jego użyteczności na łamach prasy amatorskiej.

● Zalecono, aby każde stowarzyszenie zainteresowane amatorską radiolokacją mianowało ARL-managera i delegowało swego przedstawiciela do Grupy Roboczej ARL.

● Uzupełniono regulamin zawodów ARL wymaganiem sprawdzenia na starcie słyszalności wszystkich nadajników za pomocą odbiornika jednego z uczestników zawodów.

● Wprowadzono na Mistrzostwach IARU w amatorskiej radiolokacji równoległą klasyfikację ogólnoświatową (regionalną) i kontynentalną.

● Zalecono prowadzenie i publikowanie dorocznych kalendarzy zawodów ARL, do których informacje powinny być przesyłane do Przewodniczącego Grupy Roboczej ARL do 1 listopada poprzedzającego roku.

● Podkreślono żywotną dla ruchu amatorskiego konieczność utrzymywania przez stowarzyszenia członkowskie jak najściślejszych kontaktów z krajowymi administracjami telekomunikacyjnymi, zmierzających do wprowadzenia w życie w poszczególnych krajach międzynarodowych ustaleń WARC 79. Stowarzyszenia krajowe powinny się włączyć do prac resortowych komisji studyjnych do spraw CCIR (gr. 2 i 8).

● Zalecono utworzenie we wszystkich krajach członkowskich, amatorskich sieci łączności doraźnej (emergency), stojących do dyspozycji społeczeństwa i władz w przypadkach klęsk żywiołowych i akcji społecznie użytecznych. Sieci te, zgodnie z rezolucją BN konferencji WARC 79, współpracowałyby z innymi służbami biorącymi udział w akcjach ratunkowych, w ramach pasm amatorskich. Regulaminy szkolenia i pracy amatorskich sieci doraźnych powinny być ujednolicone w ramach Regionu. Za przykład podano regulamin brytyjskiej sieci RAYNET. Międzynarodowym koordynatorem amatorskich sieci łączności doraźnej wybrano włoskiego krótkofalowca Antonio Capogna I2VIE.

Na marginesie: szereg delegacji wyraziło zdziwienie, że w Polsce krótkofalowcy nie mogą używać stacji przenośnych i przewoźnych – podstawowych w akcjach niesienia pomocy.

● Przyjęto zaproszenia do wzięcia przez Region I udziału w międzynarodowym Sympozjum EMC (kompatybilności elektromagnetycznej) we Wrocławiu w 1982 r., na którym przewidziano specjalną sesję na tematy amatorskie. Przygotowaniami do tej sesji będzie kierował SP9ZD. Podkreślono szczególne znaczenie działalności Grupy Roboczej EMC dla służby amatorskiej w I Regionie.

● Zalecono kontynuowanie działalności Grupy Roboczej d/s popierania krótkofalarstwa w krajach rozwijających się. Upoważniono Komitet Wykonawczy I Regionu do podniesienia składki członkowskiej w latach 1981–84 o 20 centymów szwajcarskich, z przeznaczeniem uzyskanych tą drogą sum na rozwój krótkofalarstwa w krajach trzeciego świata. Z uwagi na wybór do składu Komitetu Wykonawczego dotychczasowego przewodniczącego Grupy YU7NQM, nowym przewodniczącym wybrano prezesa Austriackiego Związku Krótkofalowców, dr Ronalda Eisenwagnera OE3REB.

● Zalecono kontynuowanie amatorskiej służby kontrolnej (IARU Monitoring System), śledzącej przypadki naruszania pasm amatorskich przez inne służby. Służba ta, koordynowana przez RSGB, rozpoczęła opracowywanie danych systemem komputerowym i rozszerzyła działalność na pozostałe dwa regiony.

● Zwrócono uwagę na niebezpieczeństwo związane z naruszaniem wyłącznego pasma 28 MHz przez prywatne stacje nieamatorskie (CB) i zalecono interwencję w administracjach krajowych dotyczącą wzmożenia kontroli i karania sprawców naruszeń. Zalecono unikanie łączności mieszanych krótkofalowiec/CB, podkreślono wyższość i techniczną specyfikę służby amatorskiej w porównaniu ze służbami CB.

● Poparto rezolucję Regionu II zalecającą reorganizację struktury IARU w duchu demokratycznym, dotyczącą szczególnie zasad prowadzenia polityki międzynarodowej, wyboru członków Zarządu Głównego, siedziby Zarządu Głównego oraz zasad finansowania i zarządzania IARU.

● Zalecono dalsze działania w kierunku unifikacji licencji amatorskich w krajach Regionu, zmierzające do stworzenia licencji uniwersalnej, uznawanej przez wszystkie administracje na zasadach wzajemności – wzorem międzynarodowych samochodowych praw jazdy.

● Wprowadzono standardowe prędkości telegrafowania RTTY: 50, 75 i 100 baudów, a także zalecono rozpowszechnienie jako alternatywnego, systemu CCIT 476-1 nadawania RTTY.

● Zalecono mierzenie prędkości telegrafowania cw za pomocą 50-bitowego słowa PARIS.

● Przyjęto ofertę Federacji Radiosportu ZSRR zorganizowania w 1983 r. pierwszych Mistrzostw IARU w szybkiej telegrafii.

Tematyka Komisji B – ultrakrótkofalowo-mikrofalowej

● Powołano do życia Grupę Koordynacyjną d/s satelitarnych, której zadaniem będzie rozwój i koordynacja amatorskiej łączności satelitarnej w krajach regionu oraz współpraca w tym zakresie z Regionami II i III oraz organizacjami wyspecjalizowanymi. Przewodniczącym Grupy został wybrany prezes Węgierskiego Związku Krótkofalowców, dr Andras Gschwindt HA5WH.

● Za granicę między pasmami ultrakrótkofalowymi a pasmami mikrofalowymi przyjęto częstotliwość 1 GHz.

● Określono granice wycinka beaconowego w paśmie 144 MHz na 144,845 do 144,990 MHz (wyłącznie).

● Potwierdzając decyzję poprzedniej konferencji w sprawie odstępu międzykanałowego 12,5 kHz w paśmie 144 MHz, zalecono przekazanie tej decyzji producentom i importerom sprzętu amatorskiego. Zalecono, aby w przypadku zajęcia wszystkich kanałów przemiennikowych w paśmie 144 MHz – po wykorzystaniu zagęszczenia do 12,5 kHz rozbudowywać sieć przemienników na wyższych pasmach.

● Zalecono kontynuowanie eksperymentów prowadzonych przez RSGB z przemiennikami SSB w paśmie 144 MHz, działającymi na zasadzie demodulacji i ponownej modulacji.

● Ustalono poniższe wycinki pasm dla łączności EME: 144,000 do 144,015 MHz, 432,000 do 432,015 MHz, 1296,000 do 1296,015 MHz.

● Zalecono przyspieszenie likwidacji przemienników pracujących jeszcze w kanałach R8 i R0 (pasmo 144 MHz), przeznaczonych docelowo dla służby satelitarnej.

● Ustalono częstotliwości wywoławcze dla transmisji danych na 144,675 MHz i 432,675 MHz, z wycinkami do pracy odpowiednio w dół do 144,650 MHz i 432,650 MHz.

● Zalecono zwolnienie pasma 430 MHz i przeniesienie na pasma mikrofalowe telewizji amatorskiej szybkoanalizującej (ATV), z uwagi na zamierzone wykorzystanie tego pasma przez amatorską służbę satelitarną.

● Ustalono wycinki częstotliwości dla transponderów liniowych z 1296 na 430 MHz: wejście 1296,525 do 1296,575 MHz, wyjście 432,525 do 432,575 MHz.

● Ustalono, że począwszy od 1982 r., zawody VHF/UHF/SHF I Regionu będą się rozpoczynały o godz. 14.00 GMT w sobotę i kończyły o godz. 14.00 GMT w niedzielę.

● Z uwagi na zastrzeżenia pozostałych Regionów, nie przyjęto proponowanego nowego systemu QTH-lokatorów, pozostawiając w mocy na następne 3 lata system dotychczasowy.

● W oparciu o propozycję opracowaną przez SP5JC ustalono nowe zasady prowadzenia łączności meteorowych w paśmie 144 MHz. Określono szczegółowo czasy wywołania i trwania łączności, procedurę QSO, system raportów i potwierdzeń, a także oryginalny system ustalania częstotliwości wywołania. Polega on na offsecie od częstotliwości bazowej (144,100 MHz na cw, 144,400 MHz na SSB) o tyle kiloherców

w górę, ile wynosi kolejne miejsce w alfabecie ostatniej litery znaku wywoławczego wołającego. Na przykład: SP5JC będzie wołał CQ na telegrafii na częstotliwości 144,103 kHz.

- Zalecono nie używać w czasie prób i ćwiczeń sieci łączności doraźnej, beaconowego wycinka pasma 144 MHz.
- Zalecono oznaczanie pasm mikrofalowych w jednostkach częstotliwości a nie długości fali. Tak więc nowymi pasmami mikrofalowymi są pasma: 47, 76, 120, 142 i 241 GHz.
- Ustalono częstotliwości preferencyjne dla „zagospodarowania" nowych pasm mikrofalowych: 24,192, 76,033, 145,152 GHz i 248,832 GHz.
- Przyjęto 24,125 GHz jako zalecaną częstotliwość do pracy szerokopasmowej w paśmie 24 GHz.
- Przyjęto 10 368,150 MHz jako nominalną częstotliwość do pracy wąskopasmowej w pasmie 10 GHz.
- Przyjęto wycinek 2,320 do 2,322 GHz jako zalecany do pracy wąskopasmowej w pasmie 2,3 GHz.
- Zalecono stosowanie polaryzacji kołowej przy łącznościach EME powyżej 1 GHz. Z wyjątkiem pasma 2,3 GHz, gdzie zalecono polaryzację lewoskrętną, należy stosować polaryzację prawoskrętną, patrząc od anteny w stronę korespondenta.

Komisja C – finansowo-mandatowa zatwierdziła bilans I Regionu potwierdzając prawomocność i pełnomocnictwa delegacji biorących udział w Konferencji. Z bilansu I Regionu IARU przytoczymy jedynie koszty przygotowań i udział w WARC 79: wyniosły one 131 686 franków szwajcarskich.

SP5HS

WIADOMOŚCI DX

- Marion Island (ZS2MI) była znów osiągalna w maju dzięki pracy ZS6AJG, który niestety pracował niezbyt aktywnie z Europą. Była to wyprawa turystyczna planowana na miesiąc, Tony skrócił ją jednak do 2 tygodni ze względu na zmianę pogody – na wyspie zapanowała ostra zima.
- ZL1AMO pracował przez kilka tygodni z Solomon Island pod znakiem H44RW, demonstrując jeszcze raz swoją wysoką klasę operatorską na cw. W czerwcu przeniósł się na Lord Howe.
- W Gwinei-Bissau będzie przez rok czynny J5HTL. Rozpoczął pracę w kwietniu, QSL prosi via SM3CXS.
- G3MUV/CEØA pozostanie na Wyspie Wielkanocnej do września. Najczęściej można go spotkać na 21 MHz we wczesnych godzinach rannych.
- LA1RR/STØ jest członkiem norweskiej ekipy ONZ działającej w Sudanie Południowym w ramach niesienia pomocy krajom rozwijającym się. Do końca kontraktu pozostał mu jeszcze rok; jest bardzo aktywny szczególnie na 21 i 28 MHz SSB. QSL prosi via biuro LA.
- Na wyspie Iwo-Jima wchodzącej w skład archipelagu Ogasawara pracowała w pierwszej połowie maja bardzo silnie słyszana na 28 MHz wyprawa pod znakiem KA1IJ.

SP5HS

QSL via......

G3MUV/CEØA	– WD4HMG	VP8AEO/CE9	– G4DSE
FB8YH	– F3KH	VQ9PF	– KA2EER
FB8YI	– F3KH	W6YB/3D6	– KA7IJA
FR7CE	– DF2OU	YL1P	– UP2BBM
H44RW	– ZL1AMO	ZK1AR	– AA6Z
J5HTL	– SM3CXS	5T5CJ	– W4BAA
KH1G	– N9AVY	601TI	– I2YAE
TY9ER	– DL8DC	8J2ITU	– JH3DPB
VP2VIA	– W9ANZ	8Q7BF	– DK4KY
VP2VIB	– W9ANZ	8Q7NN	– JH4RUG
VP5FP	– WB4OSM	9V1UQ	– K5BLV
VP8AEX	– G4JDT		

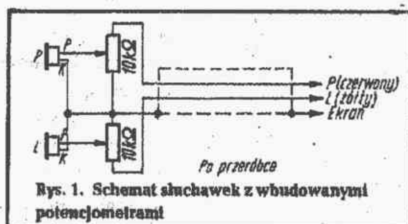
Słuchawki SN50 z regulacją głośności

Dla zwiększenia komfortu odsłuchu, do popularnych krajowych słuchawek magnetoelektrycznych z ruchomą cewką typu SN50, wbudowany został (prosty) układ regulacji głośności. Usprawnienie polega na wmontowaniu do nagłownej części słuchawek dwóch miniaturowych potencjometrów logarytmicznych o rezystancji 10 kΩ każdy. W tym celu należy wykonać następujące czynności:

- odkleić z nagłówka słuchawek czarną miękką wkładkę;
- w bocznych częściach wkładki ścienić (do połowy wysokości) poduszki z gąbki;
- usunąć wzmocnienia (użebrowania) w bocznych częściach nagłówka i wywiercić otwory Ø 6 mm;
- wmontować potencjometry i przyłączyć je według schematu na rys. 1;
- wkleić miękką wkładkę nagłówka;
- założyć płaskie gałki na krótko przycięte osie potencjometrów.

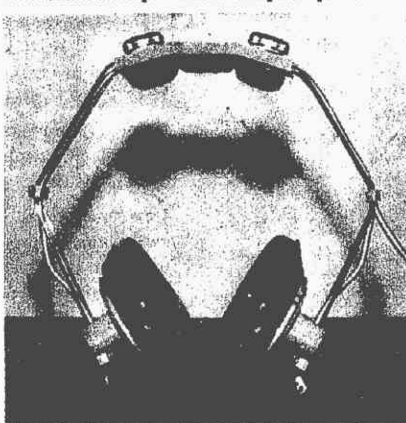
Dokonane usprawnienie umożliwia regulację głośności odbieranych audycji bezpośrednio w słuchawkach, bez konieczności bezpośredniej regulacji urządzenia będącego źródłem sygnału odbiornika radiowego, magnetofonu itp.).

Dzięki zastosowaniu oddzielnych potencjometrów dla każdej słuchawki, przy odbiorze audycji stereofonicznych można regulować poziom głośności w każdej ze słuchawek oddzielnie (balans) i korygować prawidłowość stereofonicznego obrazu dźwiękowego.



Rys. 1. Schemat słuchawek z wbudowanymi potencjometrami

Rys. 2. Widok słuchawek po wbudowaniu potencjometrów



Koszt usprawnienia jest niski i sprowadza się do zakupu dwóch miniaturowych potencjometrów logarytmicznych.

Wygląd zewnętrzny przerobionych słuchawek przedstawiono na rys. 2.

Włodzimierz Skierski

Od redakcji

Do opisanego celu mogą być użyte potencjometry o mniejszej wartości rezystancji (od 1000 Ω wzwyż); wartość 10 kΩ należy uznać za maksymalną w odniesieniu do słuchawek SN 50 o impedancji 400 Ω. Przy mniejszej wartości rezystancji mogą to być potencjometry o charakterystyce liniowej.

Proponowane przez Autora rozwiązanie może być zastosowane również do słuchawek innych typów. Należy jednak przestrzegać zasady, aby rezystancja stosowanych potencjometrów była odpowiednia (najlepiej 5...10 razy większa liczbowo od impedancji każdej ze słuchawek).

mgr inż. JERZY SERAFIN

Sprzęt Hi-Fi na XXIII Festiwalu Dźwięku w Paryżu

Rozwiązania sprzętu Hi-Fi zademonstrowane na XXIII Międzynarodowym Festiwalu Dźwięku w Paryżu (marzec br.) są kontynuacją tendencji prezentowanych już – choć w znacznie skromniejszym zakresie – na Funkausstellung '79 w Berlinie Zachodnim i Festiwalu Dźwięku '80 w Paryżu.

Dominującą grupę wystawionego sprzętu Hi-Fi stanowiły zestawy segmentowe w trzech podstawowych wykonaniach: „slim line", „mini" i „extra flat", w których coraz częściej gramofon jest skoordynowany z pozostałymi urządzeniami nie tylko pod względem plastycznym, ale i pod względem gabarytów.

Zaprezentowano nie tylko najbardziej wyrafinowane pod względem konstrukcyjnym i funkcjonalnym rodzaje sprzętu, lecz również dosyć szeroką gamę nowości konstrukcyjnych, przeznaczonych dla szerokiego kręgu odbiorców, które pod względem parametrów techniczno-eksploatacyjnych są zbliżone do granicy dolnej wyznaczonej aktualnymi wymaganiami na sprzęt Hi-Fi. Do tych ostatnich można zaliczyć przede wszystkim część urządzeń typu „mini" wykonanych w postaci „przenośnej wieży" bardzo często we wspólnej obudowie.

Systematycznie, choć niezbyt dynamicznie, rozwijają się urządzenia o wysokich parametrach przystosowane do zdalnego sterowania i wyposażone w mikroprocesory.

Stosowane w sprzęcie nowości w zakresie rozwiązań układowych mają na celu głównie zapewnienie wysokiej wierności odtwarzania obrazów dźwiękowych.

TUNERY

Dynamiczny rozwój technologii podzespołów umożliwił szerokie wprowadzenie syntezy częstotliwości i cyfrowego odczytu częstotliwości odbieranej stacji. Zastosowanie różnych układów scalonych powoduje występowanie pewnych różnic w obsłudze tunerów (wybieranie stacji), jednak wszystkie rozwiązania przewidują zapamiętanie najczęściej 5...8 stacji, zarówno w zakresie fal ultrakrótkich jak i w zakresach AM. Są to najczęściej tunery dwuzakresowe (UKF-FM i zakres fal średnich), chociaż dość liczną grupę stanowiły tunery z dwoma zakresami AM (fale długie i średnie), demonstrowane głównie przez wystawców europejskich. Rzadziej natomiast występowały tunery tylko z zakresem UKF-FM. Dość często obok cyfrowego odczytu częstotliwości występował równolegle odczyt analogowy na skali zawierającej diody elektroluminescencyjne.

Obok ww. nowych rozwiązań prezentowane były tunery o klasycznym ręcznym przestrajaniu ze skalą mechaniczną, skalą utworzoną z kilkunastu pojedynczych diod lub cyfrowym odczytem częstotliwości.

Do nowości w zakresie rozwiązań układowych należy zaliczyć nowy detektor FM typu PTL zastosowany przez firmę JVC m. in. w tunerach typu T-X6L, T-X5, T-X3. Zastosowanie tego detektora pozwala na polepszenie parametrów toru FM, a mianowicie:

- poprawę o 8...10 dB stosunku sygnału do szumu przy odbiorze emisji stereofonicznych,
- zmniejszenie zniekształceń nieliniowych do wartości < 0,1%,
- zwiększenie tłumienia przesłuchu między kanałami do > 50 dB,
- poprawę współczynnika tłumienia sygnałów lustrzanych do wartości > 80 dB (dotychczas < 70 dB).

WZMACNIACZE AKUSTYCZNE

W tej grupie urządzeń wystawiono zarówno wzmacniacze kompletne jak i przedwzmacniacze oraz oddzielne wzmacniacze mocy.

Dla użytkowników o wysokich wymaganiach przeznaczone są korektory charakterystyki częstotliwości, najczęściej z niezależną regulacją charakterystyki w każdym z kanałów.

Większość demonstrowanych wzmacniaczy miała moc wyjściową zawierającą się w przedziale 20...60 W przy impedancji obciążania 8 Ω.

Poszczególni producenci demonstrowali całe rodziny wzmacniaczy, różniących się między sobą mocą, parametrami elektrycznymi i wyposażeniem. W tym miejscu należy podkreślić, że coraz większa liczba wzmacniaczy kompletnych i przedwzmacniaczy wyposażona jest w układ wejściowy umożliwiający współpracę z gramofonem z wkładką adapterową o ruchomej cewce (MC).

W zakresie rozwiązań układowych najwięcej uwagi poświęca się uzyskaniu niezniekształconego sygnału wyjściowego oraz podnoszeniu niezawodności urządzeń. Do nowości w tym zakresie należy zaliczyć stosowanie we wzmacniaczach układów typu „Super A", „Super Feedforward", systemu z tzw. czujnikiem „Sigma" oraz coraz doskonalszych elementów półprzewodnikowych w stopniach końcowych wzmacniaczy. Coraz częściej wzmacniacze wyposażone są w systemy chłodzące z użyciem przewodów cieplnych („heath pipe"), co umożliwia pewną redukcję masy, dzięki usprawnieniu odprowadzania ciepła wydzielonego w tranzystorach mocy.

ODBIORNIKI RADIOFONICZNE

Stanowią one niewielką względnie grupę urządzeń (kilka procent) prezentowanego sprzętu. Charakteryzują się w większości przedstawionych propozycji, parametrami pozwalającymi zaliczyć je do klasy POP, bądź Standard Hi-Fi. Zarówno rozwiązania konstrukcyjne jak i układowe tych urządzeń nie różnią się niczym istotnym od stosowanych w tunerach i wzmacniaczach. Gabaryty i wystrój umożliwiają zestawianie ich z innymi urządzeniami w wersjach „mini" jak i „slim line". W tej grupie demonstrowanego sprzętu wyróżniały się odbiorniki radiofoniczne typu SA-515L, SA-313L, SA-CO3 (mini) firmy Technics, typu 5900Z firmy Sansui oraz amplituner „mini" typu AX-S50 f-my Aiwa.

GRAMOFONY

Konstrukcja gramofonów ulega od szeregu lat ciągłym zmianom w zakresie rozwiązań elektromechanicznych. W większości rozwiązań stosuje się napęd bezpośredni talerza ze stabilizacją prędkości obrotowej (najczęściej kwarcową). Liczniej niż na poprzednich wystawach zaprezentowane zostały gramofony z ramieniem przesuwającym się stycznie do rowków płyty. Są one mniej wrażliwe na wstrząsy, a niektóre mogą pracować w położeniu pionowym.

Wzrósł procentowy udział gramofonów wyposażonych w programator umożliwiający selekcję nagrań i ich powtarzanie. Do najciekawszych propozycji można zaliczyć gramofon LP-3000 firmy Aiwa (ramię prowadzone stycznie) i gramofon XR-Q11 firmy Sansui (ramię klasyczne).

Generalną tendencją jest zmniejszenie masy dynamicznej elementów wkładki adapterowej oraz stosowanie nowych ultralekkich materiałów do wykonania ramienia. Należy również dodać, że większość nowych opracowań charakteryzuje się ramieniem prostym.

Oprócz wymienionych przykładów gramofonów wyróżniały się gramofony SL-7, SL-10 i SL-15 firmy Technics o zmniejszonych gabarytach i gramofony normalno-gabarytowe o zmniejszonej wysokości (88 mm) typu SL-QL1 i SL-DL1.

Wydaje się, że firma Ortofon może się poszczycić udanymi konstrukcjami wkładek adapterowych, zwłaszcza serii Concorde i serii LM z igłą typu „Fine line".

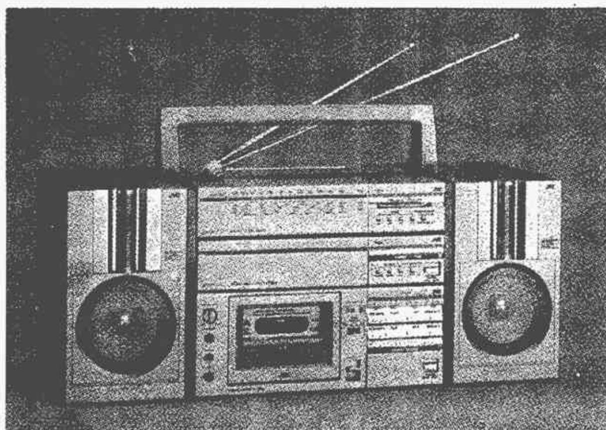
I ostatnia nowość w grupie gramofonów. Firma Philips udostępniła zwiedzającym prototyp gramofonu cyfrowego z odczytem laserowym o nazwie „Compact disc-digital audio system" charakteryzujący się następującymi parametrami:

- pasmo przenoszenia	20...20 000 Hz
- dynamika	> 90 dB
- stosunek sygnał/zakłócenia	> 90 dB
- przesłuch między kanałami	> 90 dB
- zniekształcenia nieliniowe	< 0,05%.

MAGNETOFONY KASETOWE

W tej grupie sprzętu postęp jest chyba największy. Występują jednak tendencje niezgodne z wcześniejszymi prognozami. Do nich należy to, że przytłaczająca większość producentów przedstawiła magnetofony przystosowane do zapisu i odczytu tylko trzech rodzajów taśm: Normal, CrO2 i Metal (tylko w nielicznych przypadkach Fe Cr). Dostosowanie magnetofonu do różnych rodzajów taśm jest realizowane przeważnie za pomocą mechanicznych przełączników zmieniających parametry układów elektronicznych (wartość prądu podkładu, stałe czasowe układów korekcyjnych). Rzadziej, w magnetofonach wyższych klas, czynność ta jest realizowana automatycznie.

Na palcach jednej ręki można było policzyć demonstrowane na wystawie typy rewersyjnych magnetofonów kasetowych (np. Dual C-828, Akai CS-M408R i GXF-60R). Szczególny nacisk kładziony jest na udoskonalenia układowe zwłaszcza w zakresie układów zmniejszających szumy. Większość typów magnetofonów wyposażona jest w układ typu Dolby-B, przy czym w znacznej liczbie typów stosowany jest dodatkowo układ preferowany przez danego producenta, reklamowany jako lepszy od Dolby-B. Należy do nich zaliczyć przede wszystkim High-Com, High-Com II, Adres oraz Super D, jak również dwie nowe propozycje: „dbx" firmy Technics i Dolby-C firmy Sony. System Dolby-C zastosowany w dwóch typach magnetofonów (TC-FX 5C i TC-FX 6C) daje efekt końcowy dwukrotnie lepszy niż klasyczny układ Dolby-B dla w.cz. (20 dB) i poprawia własności szumowe w zakresie pośrednich częstotliwości o 6 dB. Znacznie ciekawsza jest propozycja firmy Tech-



Przenośny zestaw segmentowy „mini"

nics: system „dbx" umożliwiający uzyskanie bardzo wielkiego zakresu dynamiki. Stosunek sygnał/szum (ważony) dla taśmy CrO2 z włączonym układem „dbx" dla magnetofonu typu RS-M270X wynosi 92 dB. Coraz szerzej, przede wszystkim w grupie Top Hi-Fi, wprowadza się układy elektroniczne realizujące automatyczne wyszukiwanie wybranych utworów (nagrań), a przoduje w tym zakresie firma Optonica (Sharp).

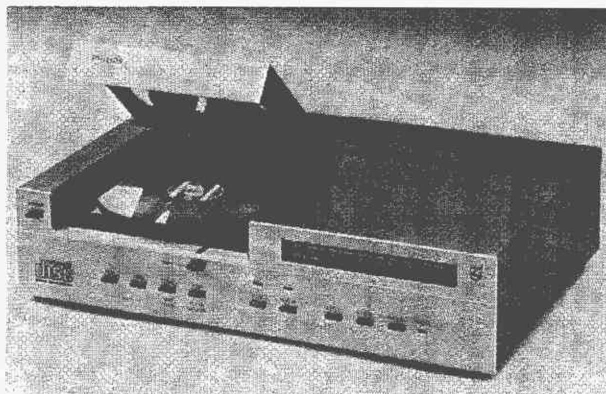
Liczniki przesuwu taśmy, zarówno mechaniczne, jak i elektroniczne z cyfrowym wskaźnikiem, są wyposażone coraz częściej w układy pamięci. Nowością w tym zakresie są prezentowane przez firmy Sony i Revox, liczniki cyfrowe (4-cyfrowe) pokazujące czas przesuwu taśmy w sekundach i minutach.

Dla zapewnienia wielkiej równomierności przesuwania się taśmy stosuje się coraz częściej regulację kwarcową.

Do interesujących propozycji należy zaliczyć magnetofon kasetowy typu TC-FX7 f-my Sony o wysokości płyty czołowej zaledwie 70 mm, przy pionowym umieszczeniu kasety.

ZESTAWY GŁOŚNIKOWE

W odniesieniu do zestawów głośnikowych generalną tendencją jest zmniejszenie masy i gabarytów, przy zachowaniu dobrych parametrów elektroakustycznych oraz polepszenie efektywności. W dalszym ciągu trwają prace zmierzające do poprawy charakterystyki fazowej zestawów głośnikowych.



Gramofon laserowy z programatorem firmy Philips

Należy podkreślić, że przy obecnym stanie techniki urządzeń elektronicznych i urządzeń do zapisu dźwięku, a zwłaszcza przy wprowadzeniu techniki cyfrowej do elektroakustyki, najbardziej palącym problemem jest wynalezienie odpowiedniego, doskonalszego przetwornika elektroakustycznego (głośnika). Zdaniem konstruktorów f-my Pioneer, wydatną poprawę może dać stosowanie głośników z membranami grafitowo-polimerowymi. Przy poziomie natężenia dźwięku 110 dB odkształcenie membrany grafitowo-polimerowej jest o 17 dB mniejsze niż równoważnej membrany papierowej.

Nowa seria zestawów głośnikowych f-my Pioneer zawiera głośniki z membranami grafitowo-polimerowymi oraz nowe głośniki wysokotonowe („super-tweeters") przenoszące pasmo do 50 kHz.

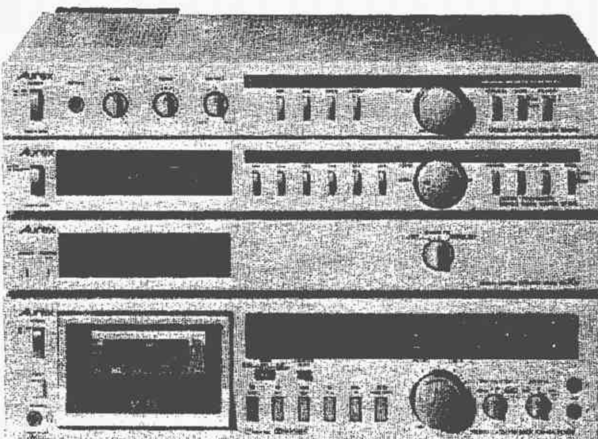
INNE EKSPONATY

Na wystawie przedstawiono szeroki asortyment programatorów (timer), umożliwiających włączanie i wyłączanie zestawów w cyklu 24-godzinnym. Do nowości należy zaliczyć Timer Plus E33 f-my Sanyo realizujący 7 cykli włączenia lub wyłączenia w ciągu 7 dni.

Czołowi producenci urządzeń segmentowych „mini" (Aiwa, Toshiba, Technics) prezentowały bardzo bogaty asortyment tych urządzeń. I tak, np. firma Aiwa eksponowała 21 typów urządzeń „mini" uszeregowanych w czterech systemach i dwóch wariantach wymiarowych, w tym: 5 tunerów, 4 wzmacniacze kompletne, 2 przedwzmacniacze, 2 wzmacniacze mocy, 4 magnetofony kasetowe, amplituner, timer, przystawka High-Com, odbiornik zdalnego sterowania i nadajnik.

Po raz pierwszy na wystawie w Paryżu prezentowała swoje wyroby węgierska f-ma Videoton (pod znakiem firmowym HAWK). Na niewielkim stoisku znajdowały się: asortyment zestawów głośnikowych, 3 typy wzmacniaczy oraz zestaw „mini" wyższej klasy złożony z tunera AM/FM z cyfrowym odczytem częstotliwości, przedwzmacniacza, wzmacniacza mocy 2×70 W i magnetofonu kasetowego sterowanego elektromagnetycznie. Wszystkie eksponaty charakteryzowały się starannym wykonaniem na poziomie światowym.

Zestaw „extra-flat" ze zdalnym sterowaniem – firmy Aurex



Ze wszystkich produktów przeznaczonych do konserwacji urządzeń elektroakustycznych szczególnej uwagi warte są dwa wystawione przez firmę Audio Protec, a mianowicie: urządzenie do czyszczenia igły czytającej przetwornika gramofonowego oraz kaseta czyszcząca na wilgotno elementy magnetofonu. Pierwsze z nich, to po prostu mikrowibrator zawierający układ elektroniczny zasilany ogniwem 9 V, wywołujący bardzo delikatne ruchy wibracyjne malutkiej poduszki wykonanej z włókna węglowego. Jeśli koniec igły wejdzie w kontakt z tą poduszką, to w ciągu kilku sekund zostaje oczyszczony z wszelkich przyczepionych do niego strzępów i pyłków.

Kaseta czyszcząca jest przeznaczona do usuwania zanieczyszczeń z głowicy, rolki dociskowej i prowadnic. Używa się jej podobnie jak zwykłej kasety z taśmą magnetyczną, z tym, że taśma na niej nawinięta jest krótsza i wykonana z syntetycznej skóry. Zwilżenie taśmy kilkoma kroplami specjalnego płynu (sprzedawanego łącznie z kasetą) czyni proces czyszczenia bardzo skutecznym.

Większość eksponatów charakteryzowała się „elegancką prostotą" oraz wyjątkowo starannym wykończeniem. Poza „szczerozłotym" sprzętem f-my Marantz wszystkie urządzenia były wykonane w odcieniach naturalnego aluminium lub w kolorze czarnym.

Pewną innowację stanowiły eksponaty wystawione m. in. przez firmę Pioneer określone jako system „konwersacyjny". System ten zapożyczył swą nazwę z informatyki ze względu na przyjętą koncepcję sterowania. Na pierwszy rzut oka wydaje się, że nowy system zrywa radykalnie z dotychczasową koncepcją funkcjonalną sprzętu Hi-Fi. Płyta czołowa urządzenia jest podzielona na trzy części. Pierwsza z nich, to blok sterujący usytuowany po prawej stronie, który zawiera wszystkie podstawowe, najczęściej używane organa regulacyjne. Druga – to blok wskaźnikowy, gdzie znajdują się sygnalizatory świetlne i wskaźniki. Trzecia część, normalnie ukryta za drzwiczkami (niekiedy przeźroczystymi), stanowi „blok operacji dodatkowych". W istocie rzeczy proponowane rozwiązanie nie ma jednak tak rewolucyjnego charakteru, jak sugeruje to reklamowa nazwa.

Dla PRZEMYSŁU, SPÓŁDZIELCZOŚCI,  **RZEMIOSŁA i ROLNICTWA**

od kwietnia 1981 roku ukazuje się

GIEŁDA REZERW

dwutygodnik Wydawnictwa NOT „Sigma"
wydawany przy współpracy Studia 2 TVP oraz przedsiębiorstwa ETOB Warszawa

W GIEŁDZIE REZERW są drukowane bezpłatnie informacje dotyczące poszukiwanych i oferowanych materiałów, półwyrobów, środków produkcji, części maszyn, narzędzi, wzorów do produkcji, wolnych mocy produkcyjnych, warunków solidnej współpracy, wykwalifikowanych fachowców itp.

Każdego 1 i 15 dnia miesiąca kilkaset ofert sprzedaży, zakupu i wymiany.

Pomoc dla służb zaopatrzenia i zbytu w każdym zakładzie oraz dla producentów indywidualnych.

Regularne otrzymywanie GIEŁDY REZERW zapewnia prenumerata.

W miastach – zakłady pracy zamawiają i wpłacają na konto miejscowych oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch"; odbiorcy indywidualni na konto: NBP III O/W-wa 1036-7490-139-11 Wydawnictwo NOT – SIGMA. Na wsiach – zakłady pracy oraz odbiorcy indywidualni załatwiają wszelkie formalności w miejscowych urzędach pocztowych.

Cena prenumeraty: kwartalna – 120 zł, półroczna – 240 zł, roczna – 480 zł. Cena egzemplarza – 20 zł.

Do 10 września br. można zamówić prenumeratę na IV kwartał 1981 r. wpłacając 120 zł. Do 25 listopada br. można zamówić prenumeratę na rok 1982 wpłacając 480 zł.

Skorzystaj z okazji – poinformuj innych o posiadanych zapasach lub poszukiwanych środkach produkcji. Olbrzymie rezerwy naszej gospodarki tkwią w sferze organizacji działań własnych i współpracy partnerów, w tym, że możemy i powinniśmy być sobie na co dzień wzajemnie pomocni.
Nasz adres: 00-950 Warszawa, skrytka 1004 – GIEŁDA REZERW



Zamówienia na adres:

SPÓŁDZIELNIA RZEMIEŚLNICZA
Plac Zwycięstwa 3, 55-200 Oława
Tel. 33-39

Odsysacze do cyny typ OD-1 zalecane jako uniwersalne w serwisie RTV
Odsysacze do cyny typ OD-2 zalecane przy pracy z układami scalonymi, szczególnie w serwisie maszyn cyfrowych

Odsysacze do cyny typ OD-3 zalecane przy dużych lutach

Końcówki teflonowe do odsysaczy typ OD-1, OD-2, OD-3

Cewki do rozmagnesowywania maski kineskopów OTV-kolor

Zamówienia indywidualne za pobraniem pocztowym realizowane w pierwszej kolejności.

Cena odsysacza 280 zł/szt.
Cena cewki rozmagnesowującej 970 zł/szt.
Cena końcówki teflonowej 65 zł/szt.
Ceny zatwierdzone w WKC.

EO/430/K/81